

国家自然科学基金课题(10574038)及河海大学常州校区资助项目

# 水声通信基本原理与应用

朱昌平 韩庆邦 李 建 张秀平 编著

电子工业出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京·BEIJING

## 内 容 简 介

本书主要介绍关于水声通信的一些基本知识和基础理论及应用。全书分为6章,前2章与后4章分别在声学 and 通信两方面各有侧重。本书围绕指导实际应用研究开展原理分析,内容简明扼要,实用性强。本书可以供有关从事水声通信研究的高校师生及科研院所的工程技术人员参考。

未经许可,不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。  
版权所有,侵权必究。

## 图书在版编目(CIP)数据

水声通信基本原理与应用 / 朱昌平等编著. —北京: 电子工业出版社, 2009.3

ISBN 978-7-121-08003-6

I. 水… II. 朱… III. 水声通信 IV. E96

中国版本图书馆CIP数据核字(2008)第199779号

责任编辑: 裴 杰

印 刷:

装 订:

出版发行: 电子工业出版社

北京市海淀区万寿路173信箱 邮编 100036

开 本: 850×1168 1/32 印张: 10.5 字数: 280千字

印 次: 2009年3月第1次印刷

印 数: 2000册 定价: 28.00元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题,请向购买书店调换。若书店售缺,请与本社发行部联系,联系及邮购电话:(010)88254888。

质量投诉请发邮件至 [zltz@phei.com.cn](mailto:zltz@phei.com.cn), 盗版侵权举报请发邮件至 [dbqq@phei.com.cn](mailto:dbqq@phei.com.cn)。

服务热线:(010)88258888。



# 前言

当今世界已经进入了飞速发展的信息时代，通信是这一进程中发展最迅速、进步最快的行业。通信的应用可以分为海、陆、空三个大的部分。现在，陆地和空中包括的两个最积极、最活跃和发展最快的分支——Internet 和移动通信网已日臻完善，而海洋中无线通信技术的发展却刚刚崭露头角。随着人类对海洋的探索、开发和利用程度不断加深，无论是军用还是民用领域，都对海洋环境下的信息交流有了巨大的需求。

随着现代电子技术和信息科学的飞速发展，水声通信技术取得了长足的进步。其作为一门综合学科，数字信号处理、移动通信、软件无线电技术上所取得的成果都可以借鉴，飞速发展的大规模集成电路技术和数字信号处理技术也应用到了水声通信当中。由于海洋信道的复杂性，水声通信技术成为当代最复杂的技术之一，水声通信也成为当前研究的一个热门领域。

为顺应这一发展形势，针对当前有关这方面专著比较少的状况，组织编写了《水声通信基本原理与应用》一书。

本书主要介绍关于水声通信的一些基本知识和基础理论及应用。全书分为 6 章，第 1 章介绍声学的基本知识；第 2 章讲述声波在海洋中传播的基本特性；第 3 章讨论水声信道的特性；第 4、第 5 章分别介绍水声通信的编码及调制技术；第 6 章介绍水声通信系统及其目前发展现状。本书可以供有关从事水声通信研究的高校师生及科研院所的工程技术人员参考。

本书在原理分析的基础上以指导实际应用研究为目的，因此只将水声通信领域多年来的研究成果进行了简明扼要的介绍，有关更复杂的理论和技术讨论，有兴趣的读者可参阅书后参考文献或者其他更专业的书籍。

本书在编写过程中得到河海大学通信系教师齐本胜、霍冠英、单鸣雷等的鼎力帮助；研究生路龙惠、殷冬梅、王瑞华、段红恩，以及部分本科生参与了资料搜集及部分章节编写和排版工作，在此一并表示感谢。

在本书编写过程中，参阅并引用了许多同仁宝贵的研究成果，多数列在了参考文献中，有的可能因作者的疏忽而被遗漏了，在此本书作者向所有为本书编写提供参阅的参考文献作者们，一并以衷心的感谢！没有您们公开发表的成果，就不可能有本书的出版。

由于作者水平所限，书中错误难免，敬请广大专家和读者批评指正。

朱昌平



# 目 录

第 1 章 水声学基础.....	1
1.1 声学基本知识.....	1
1.1.1 基本概念.....	1
1.1.2 声波的分类.....	2
1.1.3 声波的基本物理量.....	3
1.1.4 理想流体中的声波波动方程.....	6
1.2 声呐方程.....	11
1.2.1 声呐系统的工作原理及声呐方程概述.....	11
1.2.2 声呐方程的建立.....	12
1.2.3 声呐参数.....	20
1.2.4 修正声呐方程.....	21
1.3 声波的发射与接收.....	24
1.3.1 声波的发射.....	24
1.3.2 声波的接收.....	46
参考文献.....	54
第 2 章 声在海水中传播的特性.....	57
2.1 声在海中传播损失的概念.....	57
2.1.1 扩展损耗.....	59
2.1.2 吸收损耗.....	61
2.2 海洋的基本声学特性.....	66
2.2.1 海洋中的声速分布.....	66
2.2.2 海洋表面的风浪.....	70
2.2.3 海底底质及其一般性质.....	71
2.2.4 海洋中的自然波——内波.....	73
2.3 海洋介质中声波的散射.....	76

2.3.1 混响的形成及其分类.....	77
2.3.2 体积混响级 $RL_v$ .....	79
2.3.3 海面混响级 $RL_s$ .....	80
2.3.4 海底混响的计算和海底混响级 $RLB$ .....	81
2.4 水声噪声.....	81
2.4.1 噪声的基本概念和频谱分析.....	82
2.4.2 海洋自然噪声.....	86
2.4.3 船舰自噪声.....	88
参考文献.....	89
第 3 章 水声信道特性.....	91
3.1 信道基础.....	91
3.1.1 调制信道模型.....	92
3.1.2 编码信道模型.....	95
3.2 水声信道特点.....	97
3.2.1 有限通信带宽.....	97
3.2.2 多途径效应.....	99
3.2.3 海洋环境噪声.....	101
3.2.4 时变、空变、随机性.....	103
3.2.5 多普勒效应.....	105
3.3 水声信道模型.....	106
3.3.1 水声信道的衰落特性.....	107
3.3.2 水声信道的几种模型.....	115
参考文献.....	120
第 4 章 水声信道编码技术.....	123
4.1 信道编码.....	124
4.1.1 信道编码定理及基本概念.....	125
4.1.2 各种编码技术简介.....	128
4.2 信源编码.....	156
4.2.1 无失真信源编码（统计匹配编码）.....	156



4.2.2 相关信源编码.....	159
4.2.3 限失真信源编码.....	162
4.3 水声信道的编码技术.....	165
参考文献.....	174
<b>第 5 章 水声信号的调制解调.....</b>	<b>176</b>
5.1 非相干通信.....	178
5.1.1 FSK 方式简介.....	178
5.1.2 适合水声信道的 FSK 信号的设计.....	181
5.2 相干通信.....	185
5.2.1 水声通信中的相干通信方式.....	185
5.2.2 MC-PSK 调制与解调技术.....	191
5.3 频分复用.....	195
5.3.1 OFDM 技术的特点.....	196
5.3.2 正交频分复用 (OFDM) 原理.....	197
5.3.3 最佳工作频率.....	199
5.4 扩频技术.....	200
5.4.1 扩频技术基础知识.....	200
5.4.2 水声通信中常用的扩频技术.....	203
5.5 水声信号接收技术.....	210
5.5.1 均衡技术.....	210
5.5.2 空间分集与智能天线技术.....	219
5.5.3 时间反转技术.....	221
5.6 水声通信仿真设计.....	228
参考文献.....	243
<b>第 6 章 水声通信系统.....</b>	<b>251</b>
6.1 水声通信技术的发展简史.....	252
6.2 国内外水声通信的发展现状.....	254
6.2.1 国内水声通信的现状.....	254
6.2.2 国外水声通信的现状.....	255

6.3 水声通信系统基本组成.....	257
6.3.1 模拟水声通信系统.....	257
6.3.2 数字水声通信系统.....	258
6.3.3 数字水声通信系统设计.....	261
6.4 水声通信网络.....	274
6.4.1 水声通信网络概述.....	274
6.4.2 水下自组织网络的研究.....	293
6.4.3 自治水下机器人的发展.....	298
6.4.4 水下声学传感器网络.....	310
6.4.5 水声网络设计.....	311
参考文献.....	320



# 第1章 水声学基础

## 1.1 声学基本知识

### 1.1.1 基本概念

声波是物体的振动状态在介质中传播的一种物理现象。当声源发生振动后，周围的介质质点就随之振动而产生位移，导致介质空间产生介质的疏密，就形成了声波传播。传播振动的介质可以是空气，也可以是液体或固体。当振动经空气介质传入人耳，使人耳的鼓膜振动时，便有声音的感觉，属于可听声范围。

声波的产生必须具有两个条件：一是声源，二是弹性介质。发声体的振动状态激发起周围介质的扰动，该扰动由远及近，形成声波在介质中的传播，因此，必须借助于介质本身的弹性和惯性，振动状态才能得到传播。声波不能在真空中传播，只能在弹性介质中传播。可以认为弹性介质是由无数质点和小弹簧组成的连续介质，质点代表介质的惯性，小弹簧代表介质的弹性。当介质受扰动时，质点离开平衡位置向前移动，压缩小弹簧，且推动相邻质点向前。小弹簧在推动质点向前的同时，有弹性反力作用于质点，使它恢复到原来的平衡位置，当质点回到平衡位置时，依赖质点的惯性，使其反冲超过原来的平衡位置，又压缩了另一侧的弹簧及其相邻质点。另一侧的弹簧也将产生弹性反力，使质点又回到平衡位置，且继续超过平衡位置向前冲。由于介质的弹性和惯性，使得被扰动的质点在其平衡位置附近来回振动。同样，随着时间推移，推动了临近的其

他质点，使得它们也都在自己的平衡位置附近来回振动。所以，声波是振动状态在弹性介质中的传播，并非是介质质点本身的传播。

### 1.1.2 声波的分类

声波按其频率的高低，波阵面的几何形状以及质点的振动情况可有不同的分类。

#### 1. 按频率分

可听声——可听声是频率在人耳听觉高低极限间的声波，一般在 20~20 000 Hz 之间。

次声——次声是频率低于人耳听觉低限的声波，一般在 20 Hz 以下。

超声——超声是频率超过人耳听觉高限的声波，一般在 20 000 Hz 以上。

现代声学研究的范围已经扩展到  $10^{-4} \sim 10^{14}$  Hz。

#### 2. 按波阵面的几何形状分

平面声波——平面声波是波阵面为平行平面的声波。

球面声波——球面声波是波阵面为同心球面的声波。

柱面声波——柱面声波是波阵面为同轴柱面的声波。

#### 3. 按质点振动情况分

纵波（也称压缩波）——纵波是介质中质点振动方向与波的传播方向一致的波。如空气和海水等流体中传播的声波。

横波——横波是介质中质点的振动位移方向与波的传播方向互相垂直的波。如弦绳的振动波。

介质的纵波及横波波速由介质材料特性所决定，所以波速是表征介质特性的重要参数。



### 1.1.3 声波的基本物理量

为了描述声振动，在连续介质中，通常要定义一些连续函数，它们分别是声压、位移、振速、密度和压缩量等。

#### 1. 声压

若介质未受外力扰动时的静压强为  $P_0$ ，它等于平衡状态下垂直于任意截面的压强。在受到扰动时，若压强改变为  $P$ ，声压  $p$  定义为介质压强的变化量，即：

$$p = P - P_0 \quad (1-1)$$

所以， $p$  为声扰动引起的相对于静压强的改变量。不同时刻、不同位置的压强  $P$  不同，因而，声压  $p$  是时间和坐标的函数， $p = p(x, y, z, t)$ 。

存在声波的空间称为声场。声场中某瞬时的声压称为瞬时声压，一定时间间隔内的最大瞬时声压称为峰值声压，当声压随时间按简谐规律变化时，峰值声压的大小即为声压的振幅。瞬时声压在一定时间间隔内的均方根值称为有效声压  $p_t$

$$p_t = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T P^2 dt} \quad (1-2)$$

式中， $T$  为所取的时间间隔，对于周期振动，它可以是一个周期或者比周期大得多的时间间隔。按简谐规律振动的声波，由上式可得有效声压  $p_t$  和声压振幅  $p_c$  的关系， $p_t = \frac{p_c}{\sqrt{2}}$ 。一般电子仪表测得的

就是有效声压，因而，习惯上声压就是指有效声压。声压是压强改变量，可正可负，介质压缩时， $p > 0$ ，介质膨胀时， $p < 0$ 。

有效声压的大小能代表声波的强弱。在 CGS 单位制中，声压单位是  $\text{dyn/cm}^2$ ，称微巴 ( $\mu\text{bar}$ )；在 MKSA 单位制中，声压单位  $\text{N/m}^2$ ，称帕 ( $\text{Pa}$ )； $1\mu\text{bar} = 0.1 \text{ Pa}$ 。微风吹动树叶时的声压约为



$0.001 \mu\text{bar}$ ；房间内大声讲话时的声压约为  $1 \mu\text{bar}$ ；在距离船舶  $100 \text{ m}$  处收到的船舶航行噪声声压约为  $10 \sim 100 \mu\text{bar}$ 。

#### 2. 位移、振速和声速

在声波作用下，介质质点围绕其平衡位置往返振动。质点位移是指介质质点离开其平衡位置的距离，沿坐标轴正向的位移为正，沿坐标轴负向的位移为负，因而，质点位移随坐标和时间改变。同样，质点振速也有正有负，也随坐标和时间改变。位移和振速分别用  $\xi$  和  $u$  来表示，且  $u = d\xi/dt$ 。

在没有声扰动时，若介质静态流速  $U_0$  不等于零，在声波作用下流速为  $U$ ，则介质质点振速  $u = U - U_0$ 。位移的单位是  $\text{m}$  或  $\text{cm}$ ，振速的单位是  $\text{m/s}$  或  $\text{cm/s}$ 。

而声速是指声波传播的速度，一般声波传播速度  $c$  要远远大于质点振动的速度  $u$ 。

#### 3. 密度和压缩量

若  $\rho_0$  代表没有声扰动时处于静态状态是的介质密度， $\rho$  代表有声扰动时的介质密度，其改变量为  $\rho_1 = \rho - \rho_0$ ，通常声学中也常用密度改变量  $\rho_1$  来描述运动状态。介质密度的相对变化量  $s$  称为压缩，即  $s = (\rho - \rho_0) / \rho_0 = \rho_1 / \rho_0$

$\rho_1$  和  $s$  都是坐标和时间的函数。

在描述声场时，通常采用的是各物理量的空间分布函数，即  $p$ ， $u$ ， $\rho_1$  等是空间坐标点的函数，而并不是其介质质点的函数。当质点流经其空间点时，就取该空间点的函数值。

#### 4. 阻抗

声阻抗定义为：声压和有效面积上的体积速度的比值即：

$$Z = \frac{p}{U} \quad (1-3)$$

式中， $U$  为体积速度， $U = uS$ ，单位为牛·秒/米<sup>5</sup>



但由于体积速度的物理意义不明显，所以引入声压和质点速度的比值：

$$z_s = \frac{p}{u} \quad (1-4)$$

为阻抗率。阻抗率可以为复数，单位为 1 瑞利 = 1 牛·秒/米<sup>3</sup>。平面波前进的声阻抗率  $z_s = \rho c$ ，也称介质的声学特性阻抗。

## 5. 声功率和声强

声功率是指单位时间内声波辐射出的平均声能量流，单位为瓦特。声强是指垂直于波阵面上单位面积上的功率，也称平均声能流密度，单位为瓦特/米<sup>2</sup>。

## 6. 声压级、声强级和声功率级

在研究声压及声强问题时，由于声振动的能量范围非常广，如人通常讲话的声功率只有 10<sup>-5</sup> 瓦，而火箭噪声声功率可达 10<sup>9</sup> 瓦，相差十几个数量级，因此有必要引入声压级和声强级。

声压级以符号 SPL 表示，定义为待测声压有效值  $p_e$  和参考声压  $p_{ref}$  比值的常用对数并乘以 20，即：

$$SPL = 20 \log_{10} \frac{p_e}{p_{ref}} \quad (\text{dB}) \quad (1-5)$$

在空气中  $p_{ref}$  一般取  $2 \times 10^{-5}$  帕，在流体中根据具体情况而定。

声强级的符号为 SIL，定义为待测声强  $I$  和参考声强  $I_{ref}$  比值的常用对数再乘以 10，即：

$$SIL = 10 \log_{10} \frac{I}{I_{ref}} \quad (\text{dB}) \quad (1-6)$$

空气中的参考声强可取 10<sup>-12</sup> 瓦/米<sup>2</sup>。

声功率级 (PWL) 定义为：声源辐射声功率和参考声功率比



值的常用对数再乘以 10。相对前面两个量而言，声功率级应用场合较少。

## 1.1.4 理想流体中的声波波动方程

为了定量研究声波在介质中的传播规律，必须首先建立描述介质运动状态的物理量，即压强、振速和密度之间的关系，由此推导出声波波动方程，由波动方程及边界条件就可得到声场。

考虑理想介质流体情况，即波在介质中传播时没有粘滞损耗。在小振幅情况下，声压远小于静压强，即  $p \ll P_0$ ；质点位移远远小于波长，即  $\xi \ll \lambda$ ，质点的振速远远小于波传播速度即  $|u| \ll c$ ，且介质处于宏观静止状态。流体中各个点的压强  $p(x, y, z, t)$  及振速  $u(x, y, z, t)$  为位置及时间的函数。从基本的物理概念和定律出发可建立如下 3 个方程。

### 1. 运动方程（牛顿第二定律应用）

由牛顿第二定律， $F = m \frac{du}{dt}$ ， $m$  为质点质量， $u$  为振速。

(1-7)

在声场中取一小体积元，空间尺寸为  $\Delta x$ ， $\Delta y$ ， $\Delta z$ ，如图 1-1。设流体静态密度为  $\rho_0$ 。先分析  $x$  方向上受力情况，假定该方向截面积为  $S$ 。则前后两面间的合力为：

$$F_1 - F_2 = -\Delta p \cdot S = -\frac{\partial p}{\partial x} \Delta x \Delta y \Delta z \quad (1-8)$$

式中，负号是由于  $P$  的方向引起的。

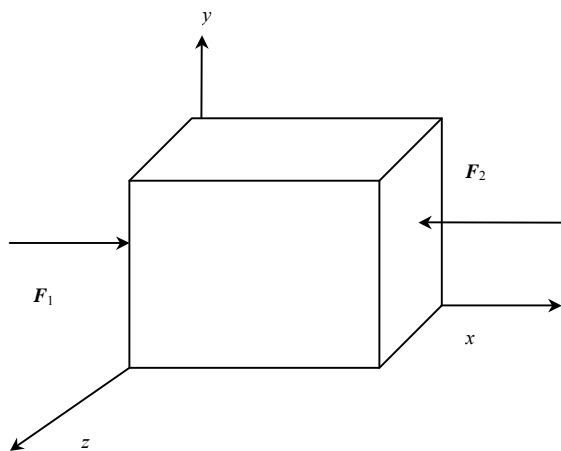


图 1-1 声场中的体积元

由于该体积元的质量元为  $\rho \Delta x \Delta y \Delta z$ ，在  $x$  方向产生的加速度满足牛顿第二定律，得：

$$-\Delta p \cdot S = \rho S \Delta x \frac{\partial u_x}{\partial t} \quad (1-9)$$

考虑到  $\Delta x \rightarrow 0$  及  $\rho \approx \rho_0$ （小振幅时，密度变化不大）则：

$$-\frac{\partial p}{\partial x} = \rho_0 \frac{\partial u_x}{\partial t} \quad (1-10)$$

同理可以得到类似的关于  $y, z$  方向的方程，对三维情况则可表示为梯度关系

$$\nabla p = -\rho_0 \frac{\partial \mathbf{u}}{\partial t} \quad (1-11)$$

该式给出了  $p, \mathbf{u}$  之间的关系。



## 2. 连续性方程（质量守恒定律应用）

连续性方程的实质是质量守恒定律在流体介质运动中的应用，当介质流入或流出时必导致该体内介质密度的变化。

仍考虑图 1-1。单位时间内从左侧流入的质量为  $\rho u_x \Delta y \Delta z$ ，从右侧流出的质量为：

$$\left[ \rho u_x + \frac{\partial(\rho u_x)}{\partial x} \Delta x \right] \Delta y \Delta z \quad (1-12)$$

则单位时间内沿  $x, y, z$  方向的质量变化为：

$$\begin{cases} m_x = -\frac{\partial(\rho u_x)}{\partial x} \Delta x \Delta y \Delta z \\ m_y = -\frac{\partial(\rho u_y)}{\partial y} \Delta x \Delta y \Delta z \\ m_z = -\frac{\partial(\rho u_z)}{\partial z} \Delta x \Delta y \Delta z \end{cases} \quad (1-13)$$

由质量守恒定律得连续性方程

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} = -\left[ \frac{\partial(\rho u_x)}{\partial x} + \frac{\partial(\rho u_y)}{\partial y} + \frac{\partial(\rho u_z)}{\partial z} \right] \Delta x \Delta y \Delta z \quad (1-14)$$

单位体积内

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} = -\left[ \frac{\partial(\rho u_x)}{\partial x} + \frac{\partial(\rho u_y)}{\partial y} + \frac{\partial(\rho u_z)}{\partial z} \right] \quad (1-15)$$

可以写成散度的表述式为：

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} = -\rho_0 \nabla \cdot \mathbf{u} \quad (1-16)$$

该式给出  $\rho, \mathbf{u}$  之间的关系。





### 3. 物态方程（绝热定律应用）

当声波在介质中传播时，引起介质压缩、膨胀交替变化。对理想介质而言，介质粒子的振动只引起密度的变化而不引起温度的变化，因此，声波传播的过程可以看成热力学的绝热过程。

对理想气体，其绝热方程为：

$$\frac{P}{P_0} = \left(\frac{V}{V_0}\right)^\gamma \quad (1-17)$$

式中， $\gamma = \frac{C_v}{C_p}$ ； $C_v$ 、 $C_p$  分别为定容比热、定压比热。

介质压缩时，密度与体积成反比，所以

$$\frac{P}{P_0} = \left(\frac{V}{V_0}\right)^\gamma = \left(\frac{\rho}{\rho_0}\right)^\gamma$$

$$\text{或 } \frac{p + P_0}{P_0} = \left(\frac{V}{V_0}\right)^\gamma = \left(\frac{\rho}{\rho_0}\right)^\gamma \quad (1-18)$$

上式对时间进行微分，并考虑到小振幅时  $\rho \approx \rho_0$  可得：

$$\frac{\partial p}{\partial t} = \frac{\gamma P_0}{\rho} \frac{\partial \rho}{\partial t} \quad (1-19)$$

令  $c^2 = \frac{\gamma P_0}{\rho}$ （ $c$  为气体中的声速）得：

$$\frac{\partial p}{\partial t} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial \rho}{\partial t} \quad (1-20)$$

对液体而言，同样可以得到与上面类似形式的方程。定压压缩系数为单位压强所产生的体积变化，即：

$$\beta = -\frac{1}{V} \frac{dV}{dP} \quad (1-21)$$



在绝热的情况下有：

$$p = P - P_0 = \left(\frac{\partial p}{\partial \rho}\right)_{\substack{\rho=\rho_0 \\ P=P_0}} (\rho - \rho_0) \quad (1-22)$$

令  $c^2 = \left(\frac{\partial p}{\partial \rho}\right)_{\substack{\rho=\rho_0 \\ P=P_0}}$ （ $c$  为液体中的声速）同样可得

$$\frac{\partial p}{\partial t} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial \rho}{\partial t} \quad (1-23)$$

该式给出了  $p$ 、 $\rho$  之间的关系。

### 4. 波动方程

$$\text{由运动方程： } \nabla p = -\rho_0 \frac{\partial \mathbf{u}}{\partial t} \quad (1-24)$$

$$\text{连续性方程： } \frac{\partial \rho}{\partial t} = -\rho_0 \nabla \cdot \mathbf{u} \quad (1-25)$$

$$\text{物态方程： } \frac{\partial p}{\partial t} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial \rho}{\partial t} \quad (1-26)$$

联立上述三式，消去三个变量中的两个就可得到波动方程。

将式（1-20）代入式（1-21）有

$$\frac{\partial p}{\partial t} = -c^2 \rho_0 \nabla \cdot \mathbf{u} \quad (1-27)$$

将上式对时间求微分，并将式（1-19）代入即得波动方程的形式为

$$\nabla^2 p = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} \quad (1-28)$$

其中  $\nabla^2$  为 Laplace 算符。



## 1.2 声呐方程

### 1.2.1 声呐系统的工作原理及声呐方程概述

声呐 (Sonar) 是由声音 (Sound)、导航 (Navigation) 和测距 (Ranging) 三个英文单词的字头构成的。实际上, 凡是利用水下声信息来进行探测、定位、识别、导航、通信的系统, 都广义称之为声呐系统。声呐是利用声波判断海洋中物体的存在、位置及类型的设备或系统。在军事上, 它是海军的重要电子设备; 在民用方面, 又是海洋开发不可缺少的手段。

一般将声呐系统的工作方式分为两种, 即主动工作方式和被动工作方式。

主动工作方式是声呐系统最典型、最常用的工作方式。它首先由声呐发射设备向海洋空间发射具有一定特性的水声信号, 称为发射信号。这样发射的信号就能在海洋中传播, 传输水声信号的海洋空间称之为“信道”, 意思为信号传输的渠道。由于海洋空间物理特性的复杂性, 对在其中传输的水声信号产生严重的影响, 主要是使信号能量衰减, 并对信号起干扰作用, 这种信道对信号的影响在水声中尤为突出。发射信号在传播过程中除了本身受信道影响之外, 如果遇到作为目标的某种水下障碍物 (潜艇、水雷、鱼群等), 发射信号的部分能量将被目标所反射, 便产生“回波信号”, 此回波信号再在信道中反向传输而返回到声呐的接收设备。声呐设备正是根据这回波信号来获得目标信号的各种参数, 如方位、距离、速度、性质等。同时信道对信号还有干扰作用, 声呐接收设备除了接收到回波信号以外, 同时还不可避免地接收到各种形式的干扰信号。对于主动工作方式的情况干扰主要有两类: 一类是自身独立的与发射信号无关的噪声干扰; 另一类是依赖于发射信号的非独立干扰即混响。声呐接收设备必须在干扰背景下检测出回波信号, 才能可靠地实现各种目的。它的基本工作模型



如图 1-2 所示。

第二种工作方式称为被动工作方式。它并不向信道发射信号, 只是接收目标 (舰船、潜艇、鱼雷等) 所辐射的噪声, 从而来确定目标存在与否, 以及获得其他所需要的目标数据, 如空间位置和目标性质。这时图 1-2 的发射部分可被略去。同时由于不向信道发射信号, 因而依赖于发射信号的非独立混响干扰也就不再存在, 但信道的噪声干扰仍然会对目标噪声信号产生干扰作用。

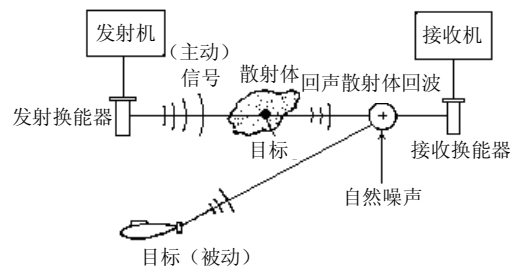


图 1-2 声呐的基本工作模型

### 1.2.2 声呐方程的建立

声呐方程实质是用能量的观点来建立发射和接收声能信号强度间的联系, 不同的工作方式及背景, 声呐方程也不尽相同。这里首先主要以比较典型的主动工作方式声呐系统为例, 进行方程的推导, 然后在此基础上补充, 得到其他形式的声呐方程。

从前面简单介绍的主动工作方式声呐系统的工作原理来看, 要使主动声呐站可靠地工作, 即声呐接收机要在干扰背景下可靠地检测出回波信号, 主要取决于下列 3 个因素: 回波信号的强度、干扰背景的强度和接收机本身的检测能力。

#### 1. 回波信号强度的计算

现只考虑最简单声学情况下的回波强度计算公式, 目的是要



分析回波信号的强度与哪些因素有关。

设有一无方向性的发射声源  $S$ ，静止置于海水介质中，它所发射信号的声强度为  $I_s$ ，这里  $I_s$  是指在离开声源  $S$  的声学中心为 1 m 处测得的强度。如果存在着一个水下目标  $T$ ，该目标是一个具有半径为  $a$  的刚性球且在离声源较远的距离上，要求半径  $a$  比发射信号的波长要大得多。

将  $I_s$  称为发射声强，发射信号由声源  $S$  发出后，将在海水介质的信道中传播，在传播过程中由于各种原因，发射声强  $I_s$  会有减弱，即信号的衰减。暂且用一系数  $\alpha$  来描述这种衰减，令  $0 < \alpha < 1$ ，因此信号到达目标  $T$  处的声强度衰减为  $I_r$ ， $I_r = \alpha I_s$ 。

由于目标与声源之间的距离比较远，所以传播到目标处的信号被认为是平面波，信号将在目标  $T$  上发生反射，这种反射的物理过程也可简单的理解为“二次辐射”，其工作原理见图 1-3，目标球的半径为  $a$ 。目标球遇到入射波作用后，首先会截获入射来的信号能量，目标在入射波波阵面上的截获面积为  $\pi a^2$ ，这种被目标  $T$  所截获的能量又以目标  $T$  为中心，按球面波的形式辐射出去，构成了“回波信号”。图中的虚线即为回波信号的波阵面和书平面的迹线，所以目标  $T$  从入射信号中所截获到的功率为  $W_r$ ，即

$$W_r = I_s \alpha \pi a^2 \quad (1-29)$$

这个功率又被球目标均匀反射，或理解为二次均匀辐射，即均匀发射到各个方向上去，这个假定在一定条件下是可以成立的。因此反射信号在离目标  $T$  为 1 m 处的强度为  $I_r$ ，即可由下式计算：

$$I_r = \frac{W_r}{S|_{r=1}} = \frac{\alpha I_s \pi a^2}{4\pi \times 1^2} = \frac{\alpha I_s a^2}{4} \quad (1-30)$$



式中， $S|_{r=1}$ ，离目标球中心半径为 1 m 的球面积。

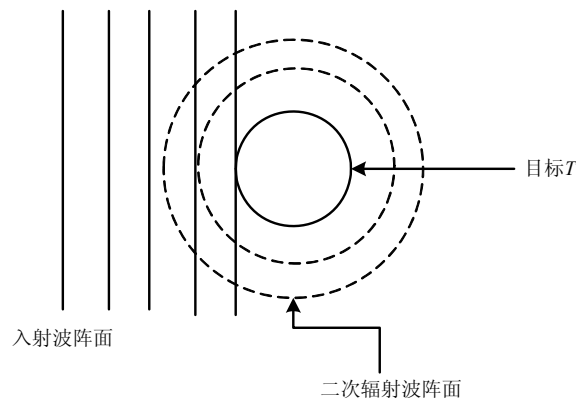


图 1-3 目标二次辐射的原理图

强度为  $I_r$  的反射信号，又经过海水介质的传播返回到接收处。在一般情况下接收和发射都是自发自收的，即利用同一个水下声学系统，由转接设备来达到收-发信号的目的。所以回波信号返转到  $S$  处所经过的路径与发射信号所经过的路径是一致的，因此回波信号在传播过程中同样被衰减。同理，用衰减系数  $\alpha$  来描述，到达接收的回波信号强度为  $I_e$ ，即：

$$I_e = \alpha I_r = \frac{\alpha^2 I_s a^2}{4} \quad (1-31)$$

这里有必要将上式中各个量再描述一下：

$I_s$ ——离声源  $S$  的声学中心为 1 m 处的发射信号声强度；

$I_r = \alpha I_s$ ——到达目标处的发射信号强度；

$W_r = \alpha I_s \pi a^2$ ——球目标在单位时间内所截获的能量，即目标从入射波中所截获的功率；



$I_l$  ——离球目标中心为 1 m 处回波信号的声强度;

$I_e = \alpha I_r$  ——到达接收处的回波信号强度。

式(1-31)实际上是回波信号强度的乘积式,将其作分贝变换。  
设参考声强为  $I_0$ , 对式(1-31)除以  $I_0$  取对数并乘以 10, 得:

$$10 \log \frac{I_e}{I_0} = 10 \log \left[ \frac{\alpha^2 a^2}{4} \times \frac{I_s}{I_0} \right] \quad (1-32)$$

将上式对数符号内的各项展开:

$$10 \log \frac{I_e}{I_0} = 10 \log \alpha^2 + 10 \log \frac{a^2}{4} + 10 \log \frac{I_s}{I_0} \quad (1-33)$$

不难理解, 上式的左边便是所要求的回波信号强度级, 以符号  $EL$  表示。等式右边第一项取决于传播的衰减系数  $\alpha$ , 用符号  $TS$  表示, 称为目标强度级或反射本领; 第三项取决于目标的发射信号强度, 用符号  $SL$  表示, 称为发射声源级。于是便得到下列表达式:

$$\begin{aligned} EL &= 10 \log \frac{I_e}{I_0}, \text{ 回波信号级} \\ TL &= 10 \log \alpha, \text{ 传播衰减级} \\ TS &= 10 \log \frac{a^2}{4}, \text{ 目标强度级} \\ SL &= 10 \log \frac{I_s}{I_0}, \text{ 发射声源级} \end{aligned} \quad (1-34)$$

将式(1-34)中各项代入式(1-33), 同时考虑  $0 < \alpha < 1$ , 其对数值取负值, 故  $TL$  应取负号, 得到  $EL$  的计算公式为:

$$EL = SL - 2TL + TS \quad (1-35)$$

由式(1-35)可以看出, 回波信号强度级的大小决定于声呐系统的发射声源级和信号在信道中的传播衰减级, 以及目标的反射



特性即目标强度级。

以上是在最简单情况下推导出的回波信号强度级的计算公式, 当然, 在实际情况下, 考虑到其他因素的影响, 计算公式将会变得十分更复杂些。例如一般实用发射、接收声学系统都具有方向, 发射声学系统也具有方向性, 使得发射能量有效地集中在某一个立体角内辐射, 起到使发射能量聚集的作用, 从而可以提高发射声源级  $SL$ 。其次在实际情况下, 目标也不可能是一个简单的刚性球体, 而将是具有复杂形状和复杂性能的各种舰艇、鱼雷、鱼群等等, 因而它的反射本领  $TS$  的确定也将是十分复杂的。另外对于传播衰减级, 在各个海区或者即使在同一海区不同的海况条件和时间内也是不同的, 因此信号的衰减特性也很复杂。

## 2. 背景干扰

决定声呐系统能否正常工作的第二个因素是干扰背景“平均强度”的大小, 因此对干扰背景加以分析和分类, 并在数量上加以定义, 显然是十分必要的。声呐系统的干扰背景主要分成两大类: 即噪声干扰和混响干扰。它们分别在一定的条件下对回波信号起干扰作用。这里从建立声呐方程的需要, 先对背景干扰作些简要分析, 以便建立一个概念。

### 1) 噪声干扰

噪声干扰是指对信号起干扰作用的一切其他声音的总称, 同时与信号本身无关。为了对噪声干扰从数量上加以讨论, 经常以一频谱强度级, 简称谱强级, 或者以频带强度级, 简称带强级来描述某一噪声过程的“能量数值”。例如对于一个具有连续频谱的噪声过程, 令  $I_N$  为已归化到一赫带宽的噪声强度, 单位是瓦/厘米<sup>2</sup>·赫, 设谱强级为  $NL_s$ , 则按照强度级的定义为:

$$NL_s = 10 \log \frac{I_N}{I_0} \quad (1-36)$$

式中,  $I_0$  是参考声强, 一般是均方根声压为 1 达因/厘米<sup>2</sup> 的平面



波声强度（即  $0.65 \times 10^{-2}$  瓦/厘米<sup>2</sup>）。

如果讨论某一频带  $\Delta f$  范围内的噪声过程，令  $I_N$  为  $\Delta f$  频带内中心频率处的一赫带宽的噪声强度。如果带宽频带宽度  $\Delta f$  比较小，它的频谱又是均匀的，可近似取  $I'_N$  为整个频带内的噪声强度，即得  $I'_N = \Delta f \cdot I_N$ 。那么设  $NL_B$  为带强级，按强度级的定义得：

$$NL_B = 10 \log \frac{I'_N}{I_0} \quad (1-37)$$

根据以上的讨论，式（1-36）和式（1-37）之间存在着简单的关系，即：

$$NL_B = NL_s + 10 \log \Delta f \quad (1-38)$$

式（1-38）中说明了在频带宽度比较窄或者是平坦连续谱的近似条件下， $\Delta f$  带宽内的声强应该是该频带内每赫带宽声强的总和。

在实际应用中，声呐接收设备的声学系统也都是具有方向性的，即对某一方向上的信号才能使接收设备产生响应。这种接收系统的方向性，一方面可用来确定目标方位，另外也可抑制干扰，设想在各向同性的噪声干扰场中，有个有方向性的接收系统，那么各个方向的噪声对接收机的干扰程度是不一致的，特别是处在接收系统零响应方位的噪声对接收系统无干扰作用。为了描述接收系统抑制噪声的性能，在各向同性的噪声场中，给出接收系统的接收指向性指数  $DI$ ，它的直观含义反映在下式：

$$NL_{\text{无}} - NL_{\text{方}} = DI \quad (1-39)$$

式中， $NL_{\text{无}}$ ——无方向性接收系统，在某一各向同性的噪声场中所测得的噪声级； $NL_{\text{方}}$ ——有方向性的接收系统，在同一各向同



性噪声场中可测得的噪声级。

## 2) 混响干扰

水声中另一类主要的干扰背景是混响干扰，它是由于海水介质和海水界面的不均匀性引起发射信号的散射，这些散射信号同时达到接收机叠加而形成干扰。与噪声级  $NL$  相类似，也以平均强度的概念来建立混响级  $RL$ ，以此来反映混响干扰的程度。设以等效平面波混响级来定义  $RL$ 。等效平面波声强为  $I_B$ ，它在接收端产生的电功率（即声学系统输出端），如果恰好与混响在接收端产生的电功率相等，可令其平面波声强  $I_B$  等于混响声强，则该平面波声强级可等效于相应的混响级，得：

$$RL = 10 \log \frac{I_B}{I_0} \quad (1-40)$$

式中， $I_0$  是参考声强，即均方根声压为 1 达因/厘米<sup>2</sup>的平面波声强度（ $0.65 \times 10^{-2}$  瓦/厘米<sup>2</sup>）。

## 3. 接收系统的检测能力——检测阈 $DT$

声呐站能可靠和正常的工作，除了上面所讨论的回波信号强度和干扰背景的平均强度以外，还取决于第三个因素，就是接收系统本身的性能（也包括观测者的因素在内）。这性能就是检测信号的能力，即接收系统在干扰背景下提取信号的能力。例如在同样的信号强度和同样的干扰强度情况下，有的接收系统能检测信号，但有的接收系统就根本无法可靠地检测信号。为了在数量上反映这种性能，可用检测阈  $DT$  来表示。由于检测过程是一个复杂的判决过程，所以需要统计方法来描述。关于检测阈的定义可粗略的理解为：当观察者在预定的检测概率之下，刚好能够可靠地判决目标的存在时，在接收机输入端的信噪比，称为在预定概率判决下的检测阈，它的表达式如下：



$$DT = 10 \log \frac{S}{N} \quad (1-41)$$

式中,  $S$  是指接收系统输入端接收带宽内的信号功率;  $N$  是指接收系统输入端在带宽内的噪声平均功率 (也可用归化到赫带宽来表示)。

#### 4. 声呐方程的建立

##### 1) 主动声呐方程

首先假定处于静止的某一主动声呐站, 发射和接收声学系统是共用的即收-发合置。同时发射和接收都无方向性, 而且以各向同性的噪声干扰为背景。那么该声呐站正常而合理的工作条件是: 回波信号级  $EL$  和干扰级  $NL$  之差  $EL - NL$ , 必须与设备的检测阈相等。因为若该值低于接收设备的检测阈  $DT$ , 则声呐站将无法正常工作, 即回波信号被干扰噪声所掩盖, 反之, 如果该值远大于接收设备检测阈, 则可带来其他不合理因素, 如不经济等等。因此正常和合理的基本条件为设备的实际输出信噪比应和设备的检测阈相等, 用以下式表示:

$$SL - NL = DT \quad (1-42)$$

将  $EL$  的表达式 (1-35) 代入式 (1-42) 得:

$$SL - 2TL + TS - NL = DT \quad (1-43)$$

这便是一个受噪声限制的基本声呐方程式。另外可以根据具体情况将式 (1-43) 作具体修改。

当声呐站接收系统具有指向性, 指向性的指数为  $DI$ , 而其他条件和上述假设一致, 则根据公式 (1-39) 的含义, 有指向性的接收设备具有抑制噪声干扰的能力, 实际干扰级为  $NL - DI$ , 所以式 (1-43) 可改为:

$$SL - 2TL + TS - NL + DI = DT \quad (1-44)$$

接收设备声学系统的指向性在各向同性的噪声场中作用, 反应在声呐方程中附加了  $DI$  这一项, 而发射设备声学系统的方向性



将提高声源级  $SL$  的数值, 而不改变其方程形式。

如果目标在一定距离上, 其他条件与上述讨论的相同, 只是增加发射功率, 致使接收到的混响级  $RL$  超过了所测得的噪声级  $NL$ , 此时式 (1-43) 中干扰背景一项  $NL$  将被混响干扰项  $RL$  所代替, 其方程式是:

$$SL - 2TL + TS - RL = DT \quad (1-45)$$

在实际工作中, 应该具体情况具体分析。

##### 2) 被动声呐方程

上述以主动声呐方程为例, 导出了噪声限制和混响限制情况下的主动声呐方程。另一种常用的声呐工作方式是被动式, 如前面所说, 被动声呐站只是接收目标所辐射的噪声作为信号, 而达到测距、测向的目的。这种工作方式本身不发射信号, 因此不存在混响干扰的问题。其次, 声源级是目标所辐射的噪声, 此时这类噪声信号所具有的声级即为所需的声源级  $SL$ 。因为噪声单程传播到声呐接收机, 所以只受到一次衰减, 到达接收声学系统的实际噪声信号级为  $SL - TL$ 。另外作用在声学系统的还有作为干扰背景的其他噪声, 如海洋环境噪声和自噪声, 也与主动站中所讨论的噪声干扰概念一致即为  $NL$ 。由于被动站不论用来测向还是测距, 都应有一定的方向性, 仍以  $DI$  表示接收指向性指数。类似于式 (1-43), 得到被动站声呐方程的基本形式如下:

$$SL - TL - NL + DI = DT \quad (1-46)$$

### 1.2.3 声呐参数

上述声呐方程中的每一项都可把它称之为“声呐参数”。在声呐方程中, 出现的参数可以分为以下三类。

#### 1. 由声呐系统决定的参数

$SL$ : 发射时的指标声压, 即离发射换能器 1 m 处所接收到的声压。



**GS:** 声呐系统的空间增益, 它是由多个换能器布阵而取得的, 也用  $DI$  来表示。

**GT:** 声呐系统的时间增益, 它是由信号处理系统在时间上的积累而取得的。

**DT:** 检测阈, 它表示声呐员判断有目标时所必需的最小输出信噪比。

## 2. 由目标决定的参数

**SL:** 辐射噪声源的指标声压级 (即离辐射源 1 m 处所接收到的声压), 又称为声源强度。

**TS:** 目标强度, 表示目标截获声能并将它重新辐射出去的能力。

## 3. 由环境决定的参数

**NL:** 背景噪声级, 它可以仅仅由自然噪声构成, 也可能由自然噪声加混响和舰艇的自噪声构成。

**TL:** 传播损失, 表示在水声信道中从 1 m 处到某一距离的传播损失。

### 1.2.4 修正声呐方程

以上所讨论的常称为传统声呐方程, 因为方程有关定义中用到的声强并不是真正的声强, 而一般都是指有效平面波声强 (Equivalent Plane Wave Intensity, EPWI)。例如信噪比的定义为

$$SNR = \frac{I_S^{eq}}{I_N^{eq}} \quad (1-47)$$

(若对数形式表示为 dB 的形式, 则  $SNR = 20 \log \frac{I_S^{eq}}{I_N^{eq}}$ ), 上标  $eq$  即为有效值含义。而发射源级  $s_l$  及传播损失级  $p_l$  则分别表示为



$\frac{I}{I_0}$  及  $\frac{I}{I_S^{eq}}$ 。这里  $I$  为声波声强,  $I_0$  为参考声强, 同样  $\frac{s_l}{p_l}$  则给出了信号级  $\frac{I_S^{eq}}{I_0}$ 。类似地, 还可以描述出噪声级为  $n_l = \frac{I_N^{eq}}{I_0}$ , 且有:

$$SNR = \frac{n_l}{s_l p_l} \quad (1-48)$$

这些方程呈现出的是线性形式, 这样的方程应用简单, 计算方便, 在精度要求不太高的设计中经常被用作水声工程的设计。但由于实际的工作状态比较复杂, 在某些特殊情况下或精度要求比较高的情况下, 这些方程就必须经过一定的修订或补充。

在此首先要探讨关于参考声强的问题。参考声强的定义为

$$I_0 = \frac{p_0^2}{Z(x)} \quad (1-49)$$

式中,  $p_0$  为参考声压,  $Z(x)$  为介质的声阻抗率。显然  $Z(x)$  是关于位置  $x$  的函数, 因此  $I_0$  也相应为位置的函数, 如此关于上述信噪比的表达式就变成

$$SNR = \frac{n_l}{s_l p_l} \frac{I_0(x_0)}{I_0(x)} \quad (1-50)$$

这里  $x_0$  代表源位置。通常情况下不同位置海水的声阻抗率相差不大, 参考声强一般情况下都可认为是一样的。但实际上声速与海水的含沙量、温度及声压等都有关系, 而极端情况下含沙量的范围可达到 0~400 ppt, 压力 0~500 atm, 从而导致声阻抗率发生约 7% 的变化。如果有气泡存在, 这种变化可能更大<sup>[5]</sup>。

再看传播损失级的定义。  $p_l = \frac{I}{I_S^{eq}}$  表述直观、简单, 在很多场合下应用效果也不错<sup>[6,7]</sup>, 但另外一个更有效、更符合实际应用的定义为声压均方值的比值 (Mean Square Pressure, MSP), 即:



$$p_{MSP} = \frac{p_0^2}{p_s^2} \quad (1-51)$$

这里  $p_0$  为参考位置的声压, 与  $I_0$  的关系为  $p_0\sqrt{I_0Z(x_0)}$ 。可以看出  $p_{MSP}$  与  $p_{EPWI}$  差一个  $\frac{Z(x_0)}{Z(x)}$  因子, 这样两种定义在数值上就稍有差别。

早期的一些研究常用 EPWI 定义法研究问题, 如研究了空气中点源激发声波进入水中时文献[8-11]特别计算了 EPWI; 文献[12, 13]计算了速度势; 文献[14-16]则计算了声压。然而尽管 EPWI 定义被广泛应用, 但 MSP 的定义方法应用<sup>[17-19]</sup>也很普遍。

实际上, 如果用式(1-51)定义的  $p_{MSP}$  代替  $p_{EPWI}$  定义方法带入式(1-48)就与式(1-50)的描述一致了, 如此也就不需要修正了。但是这样常在一些概念上或衔接上造成混淆, 为此 Ainslie 归纳了如下三种声呐方程的定义, 见表 1-1。

表1-1 传统的、EPWI及MSP方程的单位及定义表

声呐方程参量	传统声呐方程		EPWI声呐方程		MSP声呐方程	
	定义	单位				
$s_l$	$\frac{I}{I_0(x_0)}$	...	$\frac{W}{4\pi}$	$pWs r^{-1}$	$p_0^2 r_0^2$	
$p_l$	$\frac{I}{I_s^{eq}(x)}$	...	$\frac{W}{4\pi I_s^{eq}(x)}$	$m^2 s r^{-1}$	$\frac{p_0^2 r_0^2}{p_s(x)^2}$	$m^2$
$n_l$	$\frac{I_N^{eq}}{I_0(x)}$	...	$I_N^{eq}(x)$	$pWm^{-2}$	$\overline{p_N(x)^2}$	$\mu Pa^2$
SNR	$\frac{I_s^{eq}(x)}{I_N^{eq}(x)}$	...	$\frac{I_s^{eq}(x)}{I_N^{eq}(x)}$	...	$\frac{p_0^2 r_0^2}{p_s(x)^2}$	...



式中,  $W$  为发射源功率(等效单极强度点源的辐射功率),  $r_0$  为参考位置距离源的距离。这样, 我们就可以根据具体的情况, 选用相应的声呐方程对实际问题进行了。

## 1.3 声波的发射与接收

### 1.3.1 声波的发射

声波发射或辐射的过程就是声源(机械系统)振动的能量转换为介质波能量的过程。这种能量的转换与介质特性及声音强度有关, 是声源和介质相互作用的结果。因此声波辐射就包括辐射时与介质间的能量关系和在介质中形成的声场分布这两方面的问题。

主动声呐站总是用某种方式(不同的波形、频率)通过换能器(单个的、阵列的)以一定的波速向海水辐射声波。在一般声呐站中, 为了节省费用, 减小重量和体积, 发射器同时也用作接收器(水听器)。

#### 1. 声势(速度势)

介质中有声波存在的区域称为声场。声场是声压场(超压场)和速度场(质点运动的空间)的统一体。速度场的势函数, 称为速度势, 在声学中又称声势。在讨论解决声辐射问题时, 声势的概念常被用到, 它的数学表达式为:

$$\vec{u} = -\nabla\phi \quad (1-52)$$

式中,  $\vec{u}$  为质点运动的速度矢量;  $\phi$  为标量声势, 它们遵守矢量分析中的数学规律。

下面推导声势的一些关系式。设声势与质点运动的速度一样,





均为简谐函数。则其傅里叶变换解的形式为:

$$\phi = \phi_m e^{i(\omega t - Kr)} \quad (1-53)$$

从运动方程(1-11)及式(1-52)可求得声压与声势之关系式为:

$$p = i\omega\rho\phi \quad (1-54)$$

以声势表示的波动方程为:

$$\nabla^2\phi = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2\phi}{\partial t^2} \quad (1-55)$$

下面根据声势的概念,来推导声波辐射的基本公式。

在流体动力学中,通过表面 $S$ 的流量 $Q$ ,理解为面积 $S$ 和其法线方向分速度 $u_r$ 的乘积  
即:

$$Q = Su_r \quad (1-56)$$

$Q$ 为流量,具有同容积速度相同的量纲(厘米<sup>2</sup>·厘米/秒),因而常把流量称为容积速度。

在点声源情况下,任何瞬间都有介质流量 $Q$ 通过其声场中半径为 $r$ 的波阵面 $S$ ,并有

$$Q = Su_r, \quad u_r \text{ 为对波阵面的法线分速度。}$$

$$\text{由于: } u_r = \frac{\partial\phi}{\partial t} \quad (1-57)$$

在简谐振动时,声势 $\phi$ 为;

$$\phi = \frac{A}{r} e^{i(\omega t - Kr)} \quad (1-58)$$

略去时间因子 $e^{i\omega t}$ ,得:

$$u_r = -\frac{A}{r^2} e^{-iKr} (1 + iKr) \quad (1-59)$$



由于波阵面 $S = 4\pi r^2$ ,故将式(1-59)代入流量公式(1-56),  
即有:

$$Q = -4\pi A e^{-iKr} (1 + iKr) \quad (1-60)$$

在点声源时,由于 $r \rightarrow 0$ ,故有:  $Q = -4\pi A$

$$\text{即: } A = \frac{-Q}{4\pi} \quad (1-61)$$

将上式代入式(1-58),即得到当声源表面质点振速均匀分布时的声势为:

$$\phi = \frac{-Q}{4\pi r} e^{-iKr} = \frac{-Su_r}{4\pi r} e^{-iKr} \quad (1-62)$$

若声源表面振速非均匀分布时,声势公式为;

$$\phi = \frac{-1}{4\pi} \int_s \frac{e^{-iKr}}{r} u_r ds \quad (1-63)$$

利用上面的声势公式,就可很方便地得到,当声源表面振速均匀分布时,辐射声压为:

$$p = i \frac{\omega\rho}{4\pi} \frac{e^{-iKr}}{r} su_r \quad (1-64)$$

相应的,当声源表面振速非均匀分布时,辐射声压为:

$$p = i \frac{\omega\rho}{4\pi} \int_s \frac{e^{-iKr}}{r} u_r ds \quad (1-65)$$

式(1-64)和式(1-65)就是声波辐射的基本公式。式(1-65)的积分便是惠更斯积分的一种形式。由这些公式可知,当我们知道了辐射器的起始情况,如辐射器表面质点振速,及其沿表面的分布、表面的大小、形状等就可以求得辐射场。

惠更斯积分将声波阵面上的每一点都可以看成产生子波的波源(这里的子波源实际上就是指点源),而空间任何一点的声场都



可以看成是由这些子波源辐射的子波在该点的叠加，而用数学式表示出空间这点声场的就是惠更斯积分。由于实际声源是很复杂的，建立声源的数学模型若过于简单，则与实际声源相差太大；若过于详细，则数学处理又很麻烦。因此就采用惠更斯积分法，来求出辐射声场的一些规律。

## 2. 辐射的基本情况

声波的辐射主要涉及两方面的问题：一是研究声源对传播介质的作用，即研究各种声源辐射声场的空间分布的影响。它涉及声场中声压随距离的变化和声压随角度的变化（称为声源或声场的指向性）。二是研究传播介质对声源的反作用，即研究被声源激发的声波反过来对声源振动状态的影响。介绍由声源自身辐射声波附加于声源的辐射阻抗，和其他声源辐射声波的相互辐射阻抗等。

水声中使用的辐射声源是多种多样的，其基本情况大致可分为：①球面辐射（零阶辐射）；②偶极子辐射；③圆柱体辐射；④圆面活塞式辐射；⑤边缘固定的柔板辐射，⑥任何形状的平面辐射。以下主要讨论圆面活塞辐射和边缘固定的柔板辐射两种基本情况。

### 1) 圆面活塞辐射

(1) 辐射声场。讨论具有无限障板的半径为  $a$  的圆形刚性平面活塞的辐射，具有实际的意义。例如空气声学中的喇叭喉部，压电式水声换能器钛酸钡圆片的辐射，在一定条件下，均可作为活塞的辐射来处理。

设活塞辐射面上质点振速是均匀的，并垂直于活塞面。在声场中一点  $M$ （位于“ $xoz$ ”平面内），离活塞面中心  $o$  点的距离为  $r$ 。 $oM$  声线与活塞面法线  $oz$  的夹角为  $\alpha$ ，如图 1-4 所示。

现在来计算声场中一点  $M(r, a)$  的速度势  $\phi(r, a)$ 。 $M$  的速度势可以把活塞面看作是无穷个小元面积作点源辐射时，在  $M$  点声振动的合成，故可表示为：



$$d\phi = \frac{-u_m ds}{2\pi r_A} e^{-iKr_A} \quad (1-66)$$

式中， $d\phi$ —— $ds$  辐射在  $M$  点所产生的速度势；

$r_A$ —— $ds$  到  $M$  点的距离；

$u_m$ ——振速幅值。

分母中取  $2\pi$  是因为在半空间辐射，所以速度势大一倍。

当  $r \gg a$ （活塞半径）时， $r_A \approx r_B = r + \Delta r$ 。

由图 1-4 可知：

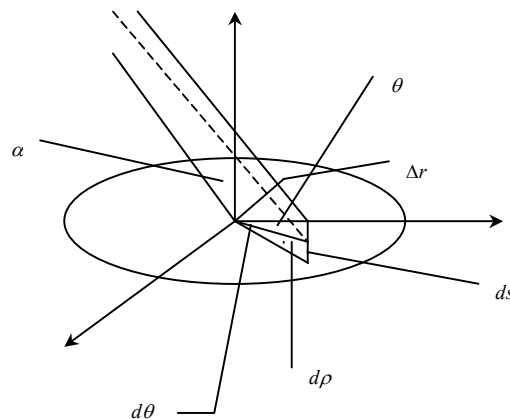


图 1-4 圆面活塞辐射声场计算图

$$ds = \rho d\theta d\rho$$

$$\Delta r = \rho \cos \theta \sin \alpha$$

$$\text{所以: } d\phi = \frac{-u_m}{2\pi r_A} e^{-iKr} e^{-iK\rho \cos \theta \sin \alpha} \rho d\theta d\rho$$

上式  $r_A$  可近似地写作  $r$ ，则整个  $M(r, a)$  点所产生的速度势为：



$$\phi = \frac{-u_m}{2\pi r_A} e^{-iKr} \int_0^a \rho d\rho \int_0^{2\pi} e^{-iK\rho \cos \theta \sin \alpha} d\theta \quad (1-67)$$

$$\text{可以证明: } \int_0^{2\pi} e^{-iK\rho \cos \theta \sin \alpha} d\theta = 2\pi J_0(K\rho \sin \alpha)$$

$$\text{再根据: } \int X J_0(X) dX = X J_1(X)$$

式中,  $J_0(X)$ ,  $J_1(X)$  为零阶及一阶贝塞尔函数。

于是式 (1-67) 中积分部分可写为:

$$\begin{aligned} \int_0^a \rho d\rho \int_0^{2\pi} e^{-iK\rho \cos \theta \sin \alpha} d\theta &= \int_0^a \rho \times 2\pi \times J_0(K\rho \sin \alpha) d\rho \\ &= \frac{2\pi}{K \sin \alpha} \rho J_1(K \sin \alpha) \Big|_0^a \\ &= 2\pi a^2 \frac{J_1(Ka \sin \alpha)}{Ka \sin \alpha} \\ &= S \frac{2J_1(Ka \sin \alpha)}{Ka \sin \alpha} \end{aligned} \quad (1-68)$$

式中,  $S = \pi a^2$  为一圆形辐射面积。得

$$\phi(r, a) = \frac{-u_m S}{2\pi r} e^{-iKr} \frac{2J_1(Ka \sin \alpha)}{Ka \sin \alpha} \quad (1-69)$$

上式即为具有无限障板的圆面活塞式辐射器辐射声场中的速度势, 它不仅是距离  $r$  的函数, 同时也是射点方向角  $\alpha$  的函数。

根据速度势的表示式, 立即可得到声场中  $M(r, \alpha)$  点的声压为:

$$p = -i\omega\rho\phi = i\omega\rho \frac{u_m S}{2\pi r} e^{-iKr} \frac{2J_1(Ka \sin \alpha)}{Ka \sin \alpha} \quad (1-70)$$

(2) 辐射阻抗。计算活塞形声源的表面辐射阻抗, 也就是要知道介质对它的反作用力。当活塞振动时, 作用在活塞面上的介质反作用力决定于活塞面上的声压数值。如果活塞面上某一点声压



值  $P$  知道了, 则作用在该点附近圆面积  $ds$  上的力 (介质反作用力) 也可求出。对于整个活塞面所受的介质作用力为:

$$F = \iint_s \rho ds \quad (1-71)$$

当活塞振动时, 圆面积  $ds'$  所产生的压力对  $ds$  有影响。设  $dP$  是  $ds'$  的振动在  $ds$  附近介质中所产生的声压, 则:

$$dP = i \frac{\omega\rho}{2\pi r} u_m ds' e^{-iKr}$$

因此活塞面上所有  $ds'$ , 在  $ds$  附近所产生的声压为

$$P = i \frac{\omega\rho u_m}{2\pi} \iint_s \frac{e^{-iKr}}{r} ds' \quad (1-72)$$

而整个活塞表面所受到的介质作用力便为:

$$F = \iint_s \rho ds = i \frac{\omega\rho u_m}{2\pi} \iint_s ds \iint_s \frac{e^{-iKr}}{r} ds' \quad (1-73)$$

由于  $ds'$  的振动在  $ds$  上所产生的力必然等于  $ds$  在  $ds'$  上所产生的力, 因此我们只需考虑这一对元面积 ( $ds, ds'$ ) 中互相作用的二力中的一个, 然后乘以 2 即得下式, 也就是说, 在对  $ds'$  求积分时, 只要考虑半径为  $\rho$  的一个圆内的面积便可以了。

$$F = i \frac{\omega\rho u_m}{\pi} \iint_s ds \iint_s \frac{e^{-iKr}}{r} ds' \quad (1-74)$$

令  $\theta$  为  $ds$  到  $ds'$  之间的直线  $r$  与通过  $ds'$  的一个直径之间的夹角。且  $ds' = r d\theta dr$ , 其中  $r$  沿方向的最大值为  $2\rho \cos \theta$ 。因此积分时  $r$  由  $0 \sim 2\rho \cos \theta$ ,  $\theta$  由  $-\frac{\pi}{2} \rightarrow \frac{\pi}{2}$ 。

至于对  $ds$  的积分则应包括整个活塞的面积, 令  $ds = \rho d\rho d\psi$ , 其中  $\rho$  由  $0 \sim a$ ,  $\psi$  由  $0 \sim 2\pi$ , 为此求积分, 得:



$$F = i \frac{\omega \rho u_m}{\pi} \int_0^a \rho d\rho \int_0^{2\pi} d\psi \int_{-\pi/2}^{\pi/2} d\theta \int_0^{2\rho \cos \theta} e^{-iKr} dr \quad (1-75)$$

对上式积分可逐步求出，先对  $r$  求积分得：

$$\int_0^{2\rho \cos \theta} e^{-iKr} dr = \frac{-i}{K} (1 - e^{-2iK\rho \cos \theta})$$

然后对  $\theta$  积分：

$$\int_{-\pi/2}^{\pi/2} \frac{-i}{K} (1 - e^{-2iK\rho \cos \theta}) d\theta = \frac{\pi}{iK} [1 - J_0(2K\rho) + iS_0(2K\rho)]$$

式中， $J_0(X)$ ——零阶贝塞尔函数；

$S_0(X)$ ——零阶斯特夫函数。它等于：

$$S_0(X) = \frac{2}{\pi} (X - \frac{X^3}{1^2 \cdot 3^2} + \frac{X^5}{1^2 \cdot 3^2 \cdot 5^2} \text{L L})$$

对  $\psi$  求积分，只是将结果乘上  $2\pi$ ，因此最后便得到对  $\rho$  的求积分：

$$\begin{aligned} & \frac{2\pi^2}{iK} \int_0^a [\rho - \rho J_0(2K\rho) + i\rho S_0(2K\rho)] d\rho \\ &= \frac{\pi^2 a^2}{iK} \left[ 1 - \frac{2J_1(2Ka)}{2Ka} + i \frac{2S_1(2Ka)}{(2Ka)^2} \right] \end{aligned}$$

式中， $J_1(X)$ ——1阶贝塞尔函数；

$S_1(X)$ ——1阶斯特夫函数。它等于：

$$S_1(X) = \frac{2}{\pi} (\frac{X^3}{3} - \frac{X^5}{3^2 \cdot 5} + \frac{X^7}{3^2 \cdot 5^2 \cdot 7} \text{L L})$$

因此最后便求得：



$$\begin{aligned} F &= \rho c \pi a^2 u_m \left[ 1 - \frac{2J_1(2Ka)}{2Ka} + i \frac{2S_1(2Ka)}{(2Ka)^2} \right] \\ &= \rho c S u_m \left[ 1 - \frac{J_1(2Ka)}{Ka} + i \frac{S_1(2Ka)}{2(Ka)^2} \right] \end{aligned} \quad (1-76)$$

这个活塞表面的辐射压力，反过来作用在活塞上，产生活塞与介质之间的能量交换。同时从上式可见，活塞整个表面上的反作用力，同振速一次方成正比，但它和振速并不同相。我们定义“辐射阻抗”  $Z_s$  为活塞表面的辐射压力与活塞速度的复数比，即：

$$\begin{aligned} Z_s &= \frac{F}{u_m} = \rho c S \left[ 1 - \frac{J_1(2Ka)}{Ka} \right] + i \rho c S \frac{S_1(2Ka)}{2(Ka)^2} \\ &= \rho c S (A + jB) = R_s + jX_s \end{aligned} \quad (1-77)$$

由上式可见，辐射阻  $R_s$  和辐射抗  $X_s$  都和活塞的直径  $d$  与辐射的声波波长  $\lambda$  的比值有关，同时  $R_s$ ， $X_s$  都和面积  $S$  与平面波阻抗  $\rho c$  成正比，取比例系数：

$$A = \frac{R_s}{\rho c S} = 1 - \frac{J_1(2Ka)}{Ka} = 1 - \frac{J_1(2\pi \frac{d}{\lambda})}{2\pi \frac{d}{\lambda}}$$

$$B = \frac{X_s}{\rho c S} = \frac{S_1(2Ka)}{2(Ka)^2} = \frac{S_1(2\pi \frac{d}{\lambda})}{2(2\pi \frac{d}{\lambda})^2} \quad S = \pi a^2 \quad d = 2a$$

在以上讨论中，假定活塞是镶在无限障板上的，即活塞仅能向前半空间辐射声波。当然这种无限大的障板是理想的，实际上只要障板的尺寸比声波波长大多时就已足够了。下面我们再对



没有障板以及有限尺寸（它的尺寸可与波长相比拟）障板的活塞辐射器所产生的声场特性进行定性说明：

（1）没有障板的活塞辐射。一个圆盘活塞在无阻空间中作振动，就是这种类型的声波辐射源。由于没有障板，所以它的前后两面所辐射的声波，就有可能由于绕射关系而产生干涉，由于在活塞前后两面所辐射声波的相位是相反的，即在活塞一面的介质质点被压缩时，另一面则发生稀疏。因此，由于绕射结果，使原来的声压将部分因干涉而抵消，结果使辐射减弱。显然这种减弱在低频时，将更为厉害。因此为了要提高低频的辐射特性，使用障板是必要的，并且它的尺寸应该越大越好。因为辐射性质可用辐射阻抗来描述，所以表 1-2 中列出了不同形状辐射器在  $Ka$  甚小时的辐射阻抗。

表1-2 在 $Ka$ 甚小时不同形状辐射器的辐射阻抗的公式

辐射器形状	辐射阻	辐射抗	共振质量
脉动球体	$\rho c S \frac{(Kr)^2}{1+(Kr)^2}$	$\rho c S \frac{(Kr)^2}{1+(Kr)^2}$	$\frac{4\pi\rho r^2}{1+(Kr)^2}$
无障板的活塞	$\rho c S \frac{(Ka)^4}{343}$	$\rho c S \frac{8}{3\pi} Ka$	$\frac{8}{3}\rho a^3$
无限大障板上 的活塞	$\rho c S \frac{(Ka)^2}{2}$	$\rho c S \frac{8}{3\pi} Ka$	$\frac{8}{3}\rho a^3$
单面活塞	$\rho c S \frac{(Ka)^2}{2}$	$\rho c S \frac{2}{\pi} Ka$	$2\rho a^3$

（2）有限尺寸障板的辐射。这种辐射器的辐射特性显然是处于下列两种情况之间。

当障板越大或频率越高，则越接近无限大障板中的活塞辐射情况，当障板越小或频率越低，则越接近于没有障板的活塞辐射情况。



假定有限尺寸的障板，不能阻挡活塞前后辐射的声波所产生的绕射作用，则由于声波从活塞前后两面到达声场中某一点所经过的路程不同，因而振幅及相位亦不同，因此在声场中各点所产生的干扰也不同。假如这一程差等于半波长的偶数倍，则活塞前后两面在该点产生的声压互相抵消，因而在该点的总声压达到最小值；反之，假如程差等于半波长的奇数倍，则声压互相加强，因而在该点的总声压等于最大值。由此可见，当频率从低到高不断变化时，在声场中某一点的总声压将依次产生极大和极小的交替变化。显然，障板越大或频率越高，则最大值和最小值之间的差值亦越小。因而可以得到结论：为了在低频段得到均匀的声场特性，障板尺寸应该越大越好。

（3）辐射声功率。辐射声功率等于消耗在辐射声阻上的机械功率，对平面活塞式辐射器的声功率为：

$$P_a = \frac{1}{2} u_m^2 R_s = \frac{1}{2} u_m^2 \rho c S \left[ 1 - \frac{2J_1(2\pi \frac{d}{\lambda})}{2\pi \frac{d}{\lambda}} \right] \quad (1-78)$$

当辐射频率改变时， $\frac{d}{\lambda}$  数值改变， $R_s$  的数值改变。如果振幅值保持不变，则当频率很高时， $P_a$  趋于极限情况：

$$P_a = \frac{1}{2} u_m^2 \rho c S \quad (1-79)$$

## 2) 边缘固定的圆形柔板辐射器

设振动是柔板产生的，它的边界固定在刚性架上，当作用力的分布中心对称时，则板上质点位移振幅分布在中心点为最大值。离中心点越远，则振幅越小。在边缘上  $X=a$  处，振幅等于零，这样就成为表面振幅分布不均匀的单面辐射器。

为了计算柔板的辐射阻抗，在低频辐射时，可以用等效活塞式辐射器来代替圆形柔板辐射器，等效的条件是活塞辐射器的振



速等于板的中心点的振速，它们的容积速度相等。根据这个条件，

$$\text{等效活塞的面积为: } S_0 = \frac{Q_m}{\xi_0} \quad (1-80)$$

式中， $Q_m$ ——板振动的容积速度；

$\xi_0$ ——板中心点的振速幅值。

在一般情况下，如果柔板的振幅分布函数为  $\xi(r)$ ，则：

$$Q_m = 2\pi \int_0^a \xi(r) r dr \quad (1-81)$$

$Q_m$  和板的面积 ( $S = \pi a^2$ ) 以及中心点的速度成正比，即：

$$Q_m = \alpha(S\xi_0) \quad (1-82)$$

式中， $S\xi_0$ ——半径和板相同的活塞面辐射器的容积速度值；

$\alpha$ ——决定于板的表面振幅分布函数。

从式 (1-80) 和式 (1-82) 可得：

$$S_0 = \alpha S \quad (1-83)$$

等效面积永远小于  $S$ ，即板的辐射效能与同样直径的活塞辐射器相比减小了。

从表 1-2 中可有单面活塞辐射器的辐射阻抗和共振质量分别为：

$$R_s = \rho c S \frac{(Ka)^2}{2}$$

$$X_s = \rho c S \frac{2}{\pi} Ka$$

$$m_s = 2\rho a^3$$



根据上面的公式，就可求得柔板辐射的辐射阻和共振质量为：

$$R_s = \frac{\pi \rho f^2 S_0}{c} = \alpha^2 \frac{\pi \rho f^2 S^2}{c} \quad (1-84)$$

$$m_s = 2\rho a_E^3$$

$$\text{而 } \pi a_E^2 = S_0 = \alpha S = \alpha \pi a^2$$

故有：

$$a_E = \sqrt{\alpha} a$$

因此：

$$m_s = 2\rho \sqrt{\alpha^3} a^3 \quad (1-85)$$

### 3. 辐射的方向性

#### 1) 辐射方向性的形成

声呐声学系统辐射声波时，声能在空间的分布并不是均匀的，虽同一距离，但不同方向上有不同声压；同样，声波以不同角度入射时，声学系统接收到的声压也不同，这一客观现象称为换能器的方向性。

声呐声学系统的方向性是重要的战术技术性能之一，一方面是因为不同类型的声学系统具有不同的方向性，在有方向性的声场中，不同方向上的声振幅数值不一样，利用这一特点就可以在搜索时，确定目标的方向；另一方面定向声学系统可以使声能集中在一定方向角的扇面范围内辐射，可使作用距离相应提高，因此下面首先分析声学系统的方向性。

(1) 形成方向性的原因。一个最大线性尺度比波长小得多的换能器辐射的是球面波，这样的振动不具有方向性，称为点源换能器。但如果有两个以上的点源同时辐射声波，那么在声场中任一



点的声压, 就应该是它们各自发生声压的叠加。而简谐振动的叠加不是简单的代数和, 还必须考虑它们之间的相位差。由于相位差的不同, 则叠加后的合成振幅也不同, 因此讨论方向性时, 声压的相位关系是重要的问题, 而声压的相位关系决定于声学系统在空间的布置。

我们来讨论两个同振幅、同频率、同相位的点源辐射器 A 和 B, 当它们同时辐射声波时, 声场中声压的分布情况。此时声场中任意点的声压应该是这两个点源在该处所形成声压之合成, 合成声压之大小视其相位关系而定, 见图 1-5。

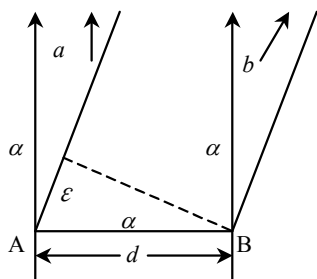


图 1-5 点源辐射

从图 1-5 可看出, 在两点源中垂线方向 (即  $a$  方向) 的各点合成声压是同相位的。这是因为两个点源辐射的声波同时到达该方向上的各点; 而在偏离  $a$  的任意  $\alpha$  角的方向 (即  $b$  方向) 上的各点, 两个点源辐射器的声波不能同时到达, 而存在一行程差  $\epsilon$ , 由此而引起相位差  $\phi = K\epsilon$ , 程差  $\epsilon$  随  $\alpha$  角改变, 因而相位差也随  $\alpha$  角改变。相位差不同, 合成声压也不同, 这就是说与振源同距离的点, 由于它所在方向不同, 在该点合成声压也不同, 以上就是方向性形成的基本原理——声波叠加的结果。

由图可知, 程差  $\epsilon = d \cdot \sin \alpha$ , 在  $\alpha = 0$  (基准方向) 时  $\epsilon = 0$ , 从而  $\phi = K\epsilon = 0$ , 得到声压最大幅值  $P_{\max} = 2P_m$  ( $P_m$  为每一点源幅



射器在该点形成的声压幅值)。  $\alpha$  角从 0 增大, 程差  $\epsilon$  增大, 以及相应的相位差  $\phi$  也随着变化, 其中某些角使得  $\epsilon = d \cdot \sin \alpha = \lambda$ ,

$2\lambda, \dots$  而另一些角使得  $\epsilon = d \cdot \sin \alpha = \frac{1}{2}\lambda, \frac{3}{2}\lambda$ 。当  $\epsilon$  等于整数倍

波长时, 相位差  $\phi = K\epsilon = \frac{2\pi}{\lambda}\epsilon = 2\pi, 4\pi$ , 即同相叠加, 得到声压

最大值。当  $\epsilon$  等于奇数倍半波长时, 相位差  $\phi = K\epsilon = \pi, 3\pi, \dots$  也即反相叠加, 在这些相位差的  $\alpha$  角上声压为零, 得到最小声压值。

从上面的讨论已经知道, 在声场中由于叠加的结果, 声压在某方向会出现极大或极小。但究竟会出现多少个极大和极小的方向, 这个问题的实质就是在最大行程差中包含了多少个波长。

从图 1-5 可知, 最大程差出现在  $\alpha = 90^\circ$  时, 即  $\epsilon_{\max} = d$ , 因而除了在基准方向得到极大值外, 距离  $d$  有多少个波长  $\lambda$ , 就还有多少个极大方向存在, 同样可求出有多少个极小方向存在。实际上两极大方向之间必有一极小方向, 因此知其一, 必知其二, 所以极大和极小方向的数目问题, 是由  $d$  和  $\lambda$  两个量来决定的。 $d$  越大,  $\lambda$  越小, 出现数目越多。 $d$  越小,  $\lambda$  越大, 出现数目越少。

从声学系统定向准确的要求来说, 一般是不允许除基准方向以外再出现极大方向的。这就需要在设计时予以考虑。已知出现第一个极小值的条件是  $\epsilon = d \cdot \sin \alpha = \frac{1}{2}\lambda$  或者  $\sin \alpha = \frac{\lambda}{2d}$ , 可见  $d$  越大,  $\lambda$  越小, 出现第一个极小值的  $\alpha$  角越小, 反之越大。从图 1-5 中也可看出, 因为出现第一个极小值时, 必须是程差  $\epsilon = \frac{1}{2}\lambda$ , 当  $\lambda$  很小, 而  $d$  很大时, 偏离基准方向一个很小的角度就会满足  $\epsilon = \frac{1}{2}\lambda$



的条件, 所以第一个极小值出现较早。

在解决了什么方向上出现极大值或极小值后, 还需要知道在极大值与极小值之间的各个方向上声压的分布情况。为了解决这个问题, 我们定义一个指向性系数来表示方向性。

## 2) 指向性系数 $G(\alpha, \omega)$

在任意波长、任意  $\alpha$  方向上的声场可表示为  $P(\alpha, \omega)$ , 因此可用一连串的声压数值来描述声学系统的方向性。但我们不需要知道声压的具体数值, 用  $\alpha$  方向声压  $P(\alpha, \omega)$  与最大值方向声压  $P_{\max}$  的比值来表示声学系统的方向性, 称为指向性系数, 记作  $G(\alpha, \omega)$ 。即:

$$G(\alpha, \omega) = \frac{P(\alpha, \omega)}{P(\max)} \quad (1-86)$$

$G(\alpha, \omega)$  在几何上表示了声学系统声压随辐射波长和  $\alpha$  角的相对变化。在一定的波长时, 不同的方向上有不同的声压, 用极坐标图形来表示这种图形称为指向性图 (波束图)。

对实际声学系统只要知道它的形状、大小、工作频率等, 就可求得  $G(\alpha, \omega)$  的数学表达式。 $G(\alpha, \omega)$  的图形可以在水池中用声级记录仪在一定频率下, 测量不同方向上的声压而画出。

下面以两个点源的情况来分析如何求  $G(\alpha, \omega)$  的数学表达式。根据  $G(\alpha, \omega)$  定义, 只要知道  $P(\alpha, \omega)$ 、 $P_{\max}$  即可。

对两个点源声学系统, 在  $\alpha=0$  方向上, 其声压幅值为一个点源的二倍, 即  $P_{\max} = 2P_m$ , 而在  $\alpha$  方向上, 两振动有一相位差  $\phi = K\varepsilon = \frac{2\pi d}{c} \cdot f \cdot \sin \alpha$ , 对幅值相等而相位差  $\phi$  的两简谐振动叠加时的合成振幅  $P(\alpha, \omega)$ , 可按矢量相加法求得,



$$\frac{P(\alpha, \omega)}{2} = P_m \cos \frac{\phi}{2}$$

$$P(\alpha, \omega) = 2P_m \cos \frac{\phi}{2} = P_{\max} \cos \frac{\phi}{2}$$

$$\text{故: } G(\alpha, \omega) = \frac{P(\alpha, \omega)}{P_{\max}} = \cos \frac{\phi}{2}$$

式中,  $\phi = K\varepsilon = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \alpha$ , 代入得:

$$G(\alpha, \omega) = \cos\left(\frac{\pi d}{\lambda}, \sin \alpha\right) \quad (1-87)$$

对  $G(\alpha, \omega)$  的数学表达式, 也可利用前面所推导的声势概念很容易地求得, 从式 (1-66) 可知, 当  $\alpha=0$  时, 得到速度势最大值:

$$\phi_{\max} = \frac{-1}{2\pi r} \int_s e^{-iKr} u_r ds \quad (1-88)$$

式中,  $u_r$ ——同前假设, 为对波阵面的法线分速度。

而在  $\alpha$  方向的速度势为:

$$\phi(\alpha) = \frac{-1}{2\pi} \int_s \frac{e^{-iK(r+\varepsilon)}}{r+\varepsilon} u_r ds$$

由于  $r \gg \varepsilon$ , 故有:

$$\phi(\alpha) = \frac{1}{2\pi V} \int_s e^{-iKr} e^{-iK\varepsilon} u_r ds \quad (1-89)$$

$$\text{所以 } G(\alpha, \omega) = \frac{\phi(\alpha)}{\phi_{\max}} = \frac{P(\alpha)}{P_{\max}} = \frac{\int_s e^{-iK\varepsilon} u_r ds}{\int_s u_r ds} \quad (1-90)$$

上式是一般计算公式, 从此式可求出振速任意分布的平面辐射的指向系数。若是活塞式辐射, 则  $u_r$  是常数, 故式 (1-90) 为:





$$G(\alpha, \omega) = \frac{\int_S e^{-iK\varepsilon} u_r ds}{S} \quad (1-91)$$

从而式(1-90)可有:

$$\int_S e^{-iK\varepsilon} u_r ds = G(\alpha, \omega) \int_S u_r ds \quad (1-92)$$

将上式改写成式

$$\phi(\alpha) = \frac{1}{2\pi r} \int_S e^{-iKr} e^{-iK\varepsilon} u_r ds = \frac{-G(\alpha, \omega)}{2\pi r} \int_S e^{-iKr} u_r ds \quad (1-93)$$

上式与式(1-89)比较, 它们之间的区别就在于  $G(\alpha, \omega)$ 。这是因为考虑了辐射表面的方向性问题。

若用声强表示方向性, 则令  $R(\alpha, \omega)$  为声强的指向性系数, 以区别声压表示的方向性系数  $G(\alpha, \omega)$ , 则:

$$R(\alpha, \omega) = [G(\alpha, \omega)]^2 \quad (1-94)$$

应该指出: 式(1-91)只当辐射面是和中心对称时, 即指向性系数和平面的法线成轴对称的情况下才适用, 而一般说来, 指向仪系数除了是  $\alpha$ 、 $\omega$  的函数外, 也是  $\theta$  的函数 ( $\alpha$ ,  $\theta$  是球坐标的两个度量), 同时考虑计算指向性系数时, 总是认为对某一固定频率而言的, 于是对于更一般的情况式(1-93)可表示为:

$$\phi(\alpha, \theta) = \left[ \frac{-1}{2\pi} \int_S \frac{e^{-iKr}}{r} u_r ds \right] G(\alpha, \theta) \quad (1-95)$$

如果不具有障板辐射时:

$$\phi(\alpha, \theta) = \left[ \frac{-1}{4\pi} \int_S \frac{e^{-iKr}}{r} u_r ds \right] G(\alpha, \theta) \quad (1-96)$$

如上所述,  $G(\alpha, \omega)$  是用来表示声学系统的方向性, 但还需要一个能直接表示出声学系统方向性好坏的指标, 这就是所谓的锐



度 (或称主叶宽度)。

### 3) 锐度和准确度

对声学系统的方向性图, 一般来说是希望比较尖锐, 因为这样可使辐射能量集中在很小的范围内, 使定向性能较好。曲线越尖锐, 锐度越小。主叶所占的角度称为方向性锐度 ( $\theta$ ), 用  $2\alpha$  来表示。即锐度等于曲线中第一个极小方向偏离角  $\alpha$  的两倍, 这是表示声学系统方向性好坏的一个物理量。

准确度 ( $\Delta\alpha$ ) 在不同的声学系统中可有不同的定义: 它取决于定向的方法。当利用最大值法定向时声学系统对准目标, 声呐员从耳机中听到最大响度, 但偏离一角度, 入耳往往不能立即感到响度减弱, 这是因为人耳对声音的感受只有当响度超过一定范围后, 才能感觉出来。这个范围以  $\Delta\alpha$  来表示,  $\Delta\alpha$  所占的角度是定向的误差范围, 故称定向准确度。方向性图越尖锐, 则  $\Delta\alpha$  越小, 所以方向性锐度越好, 相应的定向准确度也越高。

以上所述, 均有关辐射时的方向性, 实质上在接收时, 声学系统同样有方向性, 接收的方向性与前面讨论的完全一致。对同样的声学系统, 辐射和接收的方向性是相同的, 因此我们对接收的方向性不再作重复的分析。故以后讨论声学系统的方向性时, 不分辐射与接收, 统称方向性。在分析时, 可能用辐射的情况讨论, 也可能用接收的情况讨论, 视讨论时方便而定。

### 4) 指向性指数

上面已经讨论了指向性系数, 若取其以 10 为底的对数再乘以 10, 即为指向性指数:

$$DI = 10 \log \frac{I_{\max}}{I_0} = 10 \log \frac{I_D}{I_{Nod}}$$

上式是为了进行声呐方程计算而引入的, 并无新的物理概念。为避免混淆, 需要指出, 指向性系数 (或称方向性系数) 是表示某一固定距离上, 各方向 ( $\alpha$ ) 上的声压与该距离上轴向声压之比, 对一般电声换能器来讲, 发射指向性系数和接收指向性系数是相



同的。

#### 5) 聚集系数

我们知道, 具有方向性的辐射器, 它所产生的声压是集中在某一区域, 则辐射能量显然也集中在该区域内。为了定量地描述这种能量的聚集程度, 因此引入聚集系数。也即聚集系数的物理概念是表示用同样的声功率在有方向发射时, 在轴向和无方向性发射时所获得的增益, 因此聚集系数就是发射器的声强指向性系数。

#### 4. 辐射声源级

**定义** 对于无指向性均匀辐射时, 声功率与声强之间满足:

$$W = 4\pi r^2 I_r$$

在实际工作中。声功率很难测量, 所以在水声工程中常用声源级 (SL) 来表示声源强度, 定义为:

$$SL = 10 \log \frac{I_0}{I_R} \quad (1-97)$$

式中,  $I_0$  为距声源有效中心为 1 m 处的声强;  $I_R$  为作参考的平面波声强。

不论对平面波或球面波都有:

$$I = \frac{P_{eff}^2}{\rho c} \quad (1-98)$$

式中,  $P_{eff}$  为有效声压。代入式 (1-97) 有:

$$SL = 10 \log \frac{P_0^2}{P_{r0}^2} \quad (1-99)$$



式中,  $P_0$ ——距声源有效声中心 1 m 处的声压均方值;

$P_{r0}$ ——参考声压的均方值, 通常取 1 达因/厘米<sup>2</sup> 的平面波声压作参考, 故有:

$$SL = 10 \log P_0^2 \quad (1-100)$$

根据声功率公式可有:

$$W = 4\pi r^2 \frac{P_r^2}{\rho c} \times 10^{-7} \quad (1-101)$$

式中,  $P_r$  为距声中心为  $r$  米处的声压均方值。用  $\rho = 1$  克/厘米<sup>3</sup>,  $c = 1.5 \times 10^5$  厘米/秒, 代入式 (1-101) 得:

$$W = 4\pi \frac{1}{1.5} \times 10^{-8} P_r^2 r^2 \quad (1-102)$$

当  $r = 1$  m 时, 上式为:

$$W = 8.4 \times 10^{-8} P_0^2 \quad (1-103)$$

对上式取分贝:

$$10 \log W = -70.8 + 10 \log P_0^2 = -70.8 + SL \quad (1-104)$$

$$SL = 10 \log W + 70.8$$

上式就是均匀辐射场声源级公式, 当发射器具有指向性时, 其指向性系数为  $DI_T$ , 可有:

$$SL = 10 \log W + 70.8 + DI_T \quad (1-105)$$

在实际测量中, 往往不是去测距声源 1 m 处的声强或声压, 而是在任意距离上测量, 然后折合求出距声源有效中心 1 m 处的声强或声压, 再用声源级来表示。



## 5. 限制声呐发射功率的因素

一般来说, 主动声呐站增加发射功率, 可以加大作用距离。但增加发射功率除了经济效果和技术问题外, 还受到两个特殊因素的限制: 一是空化现象; 二是近场效应。现分述如下。

### 1) 空化现象

当不断增加发射换能器功率时, 可发现在发射器表面及贴近表面的海水介质中, 产生空化气泡, 这些气泡的产生, 表明声场中换能器表面所产生的负压已导致水的“撕裂”。当负压超过某一值时, 就产生空化, 该负压值称为“空化阈”, 单位是大气压或以瓦/厘米<sup>2</sup>为单位的平面波强度来表示。由于1个大气压等于10<sup>6</sup>达因/厘米<sup>2</sup>, 故空化阈 $I_0$  (瓦/厘米<sup>2</sup>) 有:

$$I_0 = \frac{[(0.707)^2 \times 10^6 \times P_0]^2}{\rho c} \times 10^{-7} = 0.3 P_0^2 \quad (\text{瓦/厘米}^2) \quad (1-106)$$

式中,  $P_0$  为引起空化的声波峰值压力;

$$\rho = 1 \text{ 克/厘米}^3;$$

$$c = 1.5 \times 10^5 \text{ 厘米/秒}。$$

由上式可见1个大气压的空化阈相当于平面波强度0.3瓦/厘米<sup>2</sup>, 因此发射器在正常工作情况下, 其功率输出的最大值为:

$$W_{\max} = P_0 S (\text{瓦}) \quad (1-107)$$

### 2) 近场效应

一个实际的声呐发射换能器, 不会是像理论分析时那样单一形状的发射器, 而是一组基阵, 在空间上按要求布置成一定的形状。在这种紧密排列的共振发射器元的大型阵列中存在着近场效应。即当发射时, 可以发现各个发射物的运动速度是不均匀的, 同时运动速度的变化十分复杂。这种近场效应, 是由于声的互相作用引起的。如对两个发射器元的阵, 一个发射器

可作为另一个发射器声输出的负源。当处于这种状态时, 则这个发射器虽说是发射声能, 而实际是在吸收声能, 甚至可导致发射器本身的破坏。因此, 在设计中, 为增加作用距离而加大发射功率时, 必须考虑这个因素, 否则互相作用的效应就会减少换能器基阵的功率输出和破坏它的指向性图。在设计大功率基阵时, 近场效应是很重要的。

## 1.3.2 声波的接收

在辐射声场中, 放入一声接收器 (水听器), 则接收器表面受到声压的作用而进行振动, 这一机械振动由电声转换而转变为电压输出, 输出电压和接收器的振速有关。因此声接收的基本问题是讨论被接收的声波作用在接收器上产生压力的问题, 从而可求出接收系统振动的振幅。

当接收器放入声场中某点时, 产生在接收面上的声压, 并不等于接收器不在时原来声场中该点的声压。这是因为在声场中放入了物体, 在物体面上激发起散射波, 因而声场中任一点声压都等于入射波和散射波声压之和。在不同情况下, 激起的散射波不一样, 这就引起了接收信号失真的问题。简单地说, 就是接收系统的振动, 是否能够正确地反映它所在点自由声场的声振幅。

### 1. 接收器表面声压

下面对接收器表面的压力和振速, 根据接收器表面不振动和振动的两种情况来讨论。

#### 1) 接收器表面不振动情况

当声波频率很低时,  $\lambda \gg d$  ( $d$  为接收器的直径), 平面声波垂直入射到接收面上时, 激发起来的散射波极其微弱, 因而作用在接收面的压力可以认为是均匀的, 故有:  $p_2 \approx p_1$



即接收器表面声压 ( $p_2$ ) 等于入射波声压 ( $p_1$ )。

由于接收器实际的机械阻抗是很大的, 即表面非常刚硬, 可以看成“硬边界”, 接收面振速可忽略。此时声场由入射波及散射波所构成, 设入射波在接收面上产生的振速等于  $u_1$ , 放射波在接收面上的振速等于  $u_{11}$ , 则声场在接收面上的振速等于  $u_1 + u_{11}$ 。由于介质与接收面是时刻接触的, 故此合振速应等于接收面的振速, 当接收器机械阻抗很大时, 它的振速可认为是零, 故有:

$$u_1 + u_{11} = 0 \text{ 即 } u_1 = -u_{11} \quad (1-108)$$

所以散射波可视为接收面以  $u_{11}$  振速所辐射的声波, 此时介质对它的反作用力为:

$$F_2 = -u_{11}Z_s = u_1Z_s \quad (1-109)$$

式中,  $Z_s$  为辐射阻抗。

接收表面受到的总作用力 ( $F$ ), 应当等于入射波在接收器表面上的作用力 ( $F_1$ ) 与散射波在其上的作用力 ( $F_2$ ) 之和, 即:

$$F = F_1 + F_2 = p_1S + u_1Z_s \quad (1-110)$$

式中,  $S$  为接收器面积。

一般接收器离声源是相当远的, 故入射波可认为是平面波, 因此有:

$$u_1 = \frac{p_1}{\rho c} = \frac{p_1S}{\rho cS}$$

将上式代入式 (1-110) 得:

$$F = p_1S \left[ 1 + \frac{Z_s}{\rho cS} \right] \quad (1-111)$$

若取接收面受到的平均压力即声压应为:



$$p_2 = \frac{F}{S} = p_1 \left[ 1 + \frac{Z_s}{\rho cS} \right] = Kp_1 \quad (1-112)$$

式中,  $K = 1 + \frac{Z_s}{\rho cS}$  是复数, 所以接收器表面声压  $p_2$  和入射声压  $p_1$  不但数值有所不同, 且位相上也有所不同。复数阻抗  $Z_s$  它的模和幅角都随  $\frac{d}{\lambda}$  而变化, 由前面所讲可知, 当  $\frac{d}{\lambda} \ll 1$  时

$$Z_s = \rho cS \frac{(Ka)^2}{2} + i\rho cS \frac{8Ka}{3\pi}$$

故此时:

$$K = 1 + \frac{Z_s}{\rho cS} = 1 + \frac{(Ka)^2}{2} + i \frac{8Ka}{3\pi}$$

又因:  $\frac{d}{\lambda} \ll 1$  时,  $Ka \rightarrow 0$ , 所以  $K \approx 1$

又当:  $\frac{d}{\lambda} \gg 1$  时,  $Ka \rightarrow \infty$ ,  $Z_s = \rho cS + i\rho cS \frac{2}{\pi Ka}$

所以:  $K = 1 + \frac{Z_s}{\rho cS} \approx 1 + 1 = 2$

## 2) 接收器表面振动的情况

设接收器在辐射声场上进行振动 (即其机械阻抗并不很大), 是活塞式的 (接收面振速均匀分布)。当活塞面以  $u_2$  进行振动时, 受到介质的反作用力  $F_{12}$ , 故接收面受到的合力为  $F_2 - F_{12}$ , 故有:

$$F_2 - F_{12} = u_2Z_M \quad (1-113)$$

式中,  $Z_M$  为机械阻抗, 介质的反作用力  $F_{12} = u_2Z_{s2}$ 。因此:

$$F_2 = u_2 (Z_{s2} + Z_M) \quad (1-114)$$

实际中接收面的振动不是很大的, 仍可近似地应用以前的结果:



$$F_2 = K p_1 S \quad K = 1 + \frac{Z_{s1}}{\rho c S}$$

$$\text{所以, 式 (1-114) 可改写为: } u_2 = \frac{1 + \frac{Z_{s1}}{\rho c S}}{Z_{s2} + Z_M} p_1 S \quad (1-115)$$

上式与式 (1-111) 比较可知, 接收面的振速等于接收面不振动时声场作用在接收面上的力除以  $(Z_{s2} + Z_M)$ 。根据上式可推知以下两种特殊情况:

(1) 当低频接收时:

$$Z_{s1} / \rho c S \ll 1 \quad \text{故: } u_2 = \frac{1}{Z_{s2} + Z_M} p_1 S = \frac{1}{Z_M (1 + \frac{Z_{s2}}{Z_M})} p_1 S$$

若  $Z_{s2} \ll Z_M$ , 则:

$$u_2 = \frac{1}{Z_M} p_1 S \quad (1-116)$$

上式说明在低频接收时, 振速  $u_2$  等于  $p_1 S$  与  $Z_M$  的比值, 其应用的条件为  $d \ll \lambda$ 。根据  $K$  随  $\frac{d}{\lambda}$  变化的图形, 知道  $d \leq \frac{\lambda}{4}$ ,  $K$  就近似等于 1, 故应用条件也可写为  $d \leq \frac{\lambda}{4}$ 。

(2) 当高频接收时 ( $d \gg \lambda$ ):

$$\text{由此可知高频接收时, } K \approx 2, \text{ 故: } u_2 = \frac{2}{Z_{s2} + Z_M} p_1 S$$

若  $Z_{s2} \ll Z_M$ , 则:

$$u_2 = \frac{2}{Z_M} p_1 S \quad (1-117)$$

上式说明高频接收时的振速较, 低频接收时的振速增大一倍, 其应用条件是  $d \gg \lambda$ 。



## 2. 接收的失真

由上节已知, 接收器接收到的声压并不等于入射波的声压  $K$ , 而有  $p_2 = K p_1$  关系。由于  $K = 1 + \frac{Z_{s1}}{\rho c S}$  是复数, 所以接收器在声场中所接收到的声压, 与在该处没有接收器时的声压无论在振幅上还是相位上都不相同。这就是由于在自由声场中放入了接收器而引起的声场畸变。接收器的尺寸与声波波长相比越小, 所引起的声场畸变越小, 所以  $K$  称为畸变系数。在同样大小的各种形状的接收器中以球形接收器引起的声场畸变最小, 所以在实际声学测量中, 一般校准水听器常做成“小球形状”的。

同时, 由于畸变系数  $K$  是频率的函数, 也就是说对不同的频率,  $K$  值不同。在实际声呐的发射脉冲中, 不是单一频率, 而是占据一个频率范围——频带, 所以在频带接收时, 由于  $K$  值随频率而变, 因此在接收器表面上反映出来的声压的各个频率成分之间的比例关系, 就与原来声场中在该处声压的各个频率成分之间的比例关系不同, 这就引起波形失真, 也就是说接收器所接收到的声波波形与入射波的实际波形有区别。为了避免接收器的严重失真, 在选择接收器时, 必须针对接收信号的性质进行分析后再确定。

## 3. 脉冲接收

在接收脉冲时, 声学接收系统在脉冲声压作用下, 产生从静止状态到稳态振动的过渡历程。我们将讨论接收系统的稳态振动能在脉冲结束前建立起来的条件。

当接收器表面受到简谐力  $F = F_m \sin(\omega t + \phi)$  的作用, 接收器表面产生的振动可以分成两部分, 即固有的衰减振动和强迫振动的叠加。此时振动的微分方程可写为:



$$F = m \frac{d^2 \xi}{dt^2} + R \frac{d\xi}{dt} + \frac{1}{C} \xi = F_m \sin(\omega t + \phi) \quad (1-118)$$

式中,  $m$  为质量元件;  $R$  为阻力元件;  $C$  为弹性元件;  $\xi$  为振动位移。而上式的特解和通解分别为;

$$\xi_1 = -\xi_m \cos(\omega t + \phi)$$

$$\xi_2 = \xi_m e^{-\delta t} \cos(\omega t + \phi)$$

即总的振动位移

$$\xi = \xi_1 + \xi_2 = -\xi_m (1 - e^{-\delta t}) \cos(\omega t + \phi) \quad (1-119)$$

式中,  $\delta$  为衰减系数。

如果认为在  $\tau_1$  时间, 能使得正在建立的振动位移振幅  $\xi_a$  增长到稳态振动位移振幅的 95%, 即  $\xi_a/\xi_m = 0.95$ , 我们可以认为振动已经达到稳定, 达到稳定所需要的时间  $\tau_1$  称为振动建立时间。当接收器接收到一个脉冲振动后, 全部的振动过程可分为三个阶段: ①振动的建立 ( $\tau_1$  为振动建立的时间); ②稳态振动, 当已经达到稳态在  $\tau$  时刻内就不会衰减, 直到脉冲结束后才衰减; ③振动的衰减。

$$\text{由于 } \xi_a/\xi_m = (1 - e^{-\delta \tau_1}) = 0.95 \quad (1-120)$$

$$\text{即: } e^{-\delta \tau_1} = 0.05 \quad \delta \tau_1 = 3.0 \quad (1-121)$$

$$\text{衰减系数 } \delta \text{ 等于: } \delta = g f_0 \quad (1-122)$$

式中,  $g$  为衰减率;  $f_0$  为固有频率。

将式 (1-121) 代入得:

$$\delta = \frac{\delta}{f_0} = \frac{3}{f_0 \tau_1} \quad (1-123)$$



从上式看出,  $g$  值越大, 则建立振动的时间越短。

我们知道所谓通频带  $\Delta f$  即相应于振幅降落到最大值的  $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707$  倍, 所限制的频带宽度由于  $\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{g}{\pi}$ , 故有:

$$\Delta f = \frac{3}{\pi \tau_1} \approx \frac{1}{\tau_1} \quad (1-125)$$

上式决定了对应于振动建立时间  $\tau_1$  的最小允许通频带  $\Delta f$ 。

假设振动建立时间,  $\tau_1 = \frac{\tau}{n}$ ,  $\tau$  为脉冲宽度, 则:

$$\Delta f = \frac{n}{\tau} \quad (1-125)$$

如果我们认为脉冲是由无穷个稳定简谐振动 (连续频谱) 所组成, 则脉冲作用在接收系统上所产生的过程, 可以当作是无穷个强迫振动过程。由于接收系统会引起频谱畸变, 所以这些振动过程与激励力的振动过程是有差别的。当接收系统的频率特性越均匀, 并且有较宽的通频带, 则由于接收系统的频率特性的不均匀性所引起的频率畸变越小。因此, 为了减小频率畸变, 应该有足够的通频带, 其数值不应小于  $\Delta f = \frac{1}{\tau_1}$ 。利用频谱分析可知, 脉

$$\text{冲的主要频率范围为: } \Delta f_m = \frac{2}{\tau} \quad (1-126)$$

#### 4. 接收器指向性

前面已讨论了接收器尺寸大小和接收入射波频率高低关系的问题。除此以外接收器的频率响应, 就是在给定频率下单位平面波声压作用在接收器表面所产生的开路电压, 称为这个接收器在给定频率下的响应 (或称灵敏度), 单位是伏/微巴。对自由场灵敏度  $M$  的分贝数可由下式给出:



$$20\log M = 20\log \frac{\text{开路输出电压}}{\text{自由平面波电压}} \quad (1-127)$$

在声呐工作中, 利用接收器的指向性来对目标定向。用“接收指向性指数”来表示水听器从噪声背景中提取信号的能力。它表示指向性水听器输出端信噪比值比无指向性水听器输出端信噪比值提高的分贝数。

将具有相同灵敏度的指向性水听器和无指向性水听器置于同一个各向同性噪声场中, 比较它们的输出, 就可清楚地理解“指向性指数”的物理概念。设噪声场在单位立体角内噪声功率是  $W_N$ , 由无指向性水听器产生的均方电压  $V_{nd}^2$  是:

$$V_{nd}^2 = m \int_{4\pi} W_N d\Omega = 4\pi m W_N \quad (1-128)$$

式中,  $d\Omega$ ——学位立体角;

$m$ ——比例常数。

指向性水听器产生的均方电压  $V_d^2$  是:

$$V_d^2 = m \int_{4\pi} W_N b(\theta, \phi) d\Omega = m W_N \int_{4\pi} b(\theta, \phi) d\Omega \quad (1-129)$$

式中,  $b(\theta, \phi)$ ——接收声强度的指向性函数。它等于:

$$b(\theta, \phi) = \frac{V^2(\theta, \phi)}{V^2(0, 0)} \quad (1-130)$$

式中,  $V^2(\theta, \phi)$ ——声波沿  $\theta$ 、 $\phi$  方向入射时, 水听器的开路电压;

$V^2(0, 0)$ ——声波沿最大响应方向  $\theta=0$ ,  $\phi=0$  入射时, 水听器的最大开路电压。

于是“指向性指数”就定义为:

$$DI = 10\log \frac{V_{nd}^2}{V_d^2} = 10\log \frac{4\pi}{\int_0^{4\pi} b(\theta, \phi) d\Omega} \quad (1-131)$$

所以, 在各向同性噪声场中, 指向性水听器的  $DI$  就是无指向



性水听器输出的均方电压和同一噪声场中, 具有同样灵敏度的指向性水听器输出的均方电压之比的对数再乘以 10。

## 参考文献

- [1] 马大猷, 沈壕. 声学手册[M]. 修订版. 北京: 科学出版社, 2004.
- [2] 刘伯胜, 雷家煜. 水声学原理[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学出版社, 1993.
- [3] 马大猷. 声学的前景[J]. 物理, 1998, 27(11): 646-651.
- [4] 李启虎. 水声学研究进展[J]. 声学学报, 2001, 26(4): 295-301.
- [5] E. Lamarre. W. K. Melville, Sound-speed measurements near the ocean surface[J]. J. Acoust. Soc. Am. 96, 3605-3616 ~1994.
- [6] R. J. Urick. Noise signature of an aircraft in level flight over a hydrophone in the sea[J]. J. Acoust. Soc. Am. 52, 993-999 ~1972.
- [7] R. W. Young. Sound pressure in water from a source in air and vice versa[J]. J. Acoust. Soc. Am. 53, 1708-1716 ~1973.
- [8] J. W. Horton. Fundamentals of SONAR[M], 2nd ed. ~United States Naval Institute, Annapolis, 1959.
- [9] R. J. Urick. Noise signature of an aircraft in level flight over a hydrophone in the sea[J]. J. Acoust. Soc. Am. 52, 993-999 ~1972.
- [10] R. W. Young. Sound pressure in water from a source in air and vice versa[J]. J. Acoust. Soc. Am. 53, 1708-1716 ~1973.
- [11] A. A. Hudimac. Ray theory solution for the sound intensity in water due to a point source above it[J]. J. Acoust. Soc. Am. 29, 916-917 ~1957.
- [12] D. I. Paul. Acoustical radiation from a point source in the



- presence of two media[J]. J. Acoust. Soc. Am. 29, 1102–1109 ~ 1957.
- [13] M. S. Weinstein, A. G. Henney. Wave solution for air-to-water sound transmission[J]. J. Acoust. Soc. Am. 37, 899–901~ 1965.
- [14] H. Medwin, J. D. Hagy, Jr. Helmholtz–Kirchhoff theory for sound transmission through a statistically rough plane interface between dissimilar fluids[J]. J. Acoust. Soc. Am. 51, 1083–1090~ 1972.
- [15] H. Medwin, R. A. Helbig and J. D. Hagy, Jr. Spectral characteristics of sound transmission through the rough sea surface[J]. J. Acoust. Soc. Am. 54, 99–109 ~ 1973.
- [16] D. J. Bordelon. Sound pressure in air from a source in water and vice versa[J]. J. Acoust. Soc. Am. 55, 869–870 ~ 1974.
- [17] D. Ross, Mechanics of Underwater Noise[M]. Pergamon, New York, 1976.
- [18] C. S. Clay and H. Medwin. Acoustical Oceanography: Principles & Applications [M]. Wiley, New York, 1977.
- [19] H. Medwin and C. S. Clay. Fundamentals of Acoustical Oceanography[M]. Academic, Boston, 1998.
- [20] M. A. Ainslie. The sonar equation and the definitions of propagation loss Acoust[J]. Soc. Am. 115 (1), January 2004.
- [21] 顾金海, 叶学千. 水声学基础[M]. 北京: 国防工业出版社, 1981.
- [22] 阎福旺, 刘载芳. 现代声呐技术[M]. 北京: 海洋出版社, 1998.
- [23] A.D.Waite, 王德石等译. 实用声呐工程[M]. 第三版. 北京: 电子工业出版社, 2004.



- [24] 杨期鹤, 栗华. 被动声呐信号分类特征提取的研究[J]. 南京: 东南大学学报, 1999, 29 (6): 16–20.
- [25] 王炳和, 李宏昌. 声呐技术的应用及其最新发展[J]. 物理, 2001, 30 (8): 491–495.





## 第2章 声在海水中的传播特性

由于受到各种自然条件、地理条件和随机因素的影响,致使它的物理性质有很大的复杂性和不稳定性。使得在其中传播的水声信号产生了延迟、失真、损耗、起伏等等的变化。海洋介质是个非常复杂的声传播信道。对这些问题的研究即综合成声在海中的传播问题,它是水声学中的基本研究课题之一。

### 2.1 声在海中传播损失的概念

任何形式的能量(如声波、电磁波、光波等等)在其辐射和传播过程中,不论介质有何种边界及其特性,对信号有何种影响,在能量上总有损耗,即随着传播距离的增加而信号能量按照一定的规律逐渐减弱,以致在一定距离上“信号消逝”。对水声设备来说,这种传播损耗是决定设备作用距离的最重要因素之一。所以,在水声传播问题中,传播损失是一个很重要的物理量。在水声工程中也常将传播问题归结为信号在介质中的能量衰减问题,而且常用传播损失  $TL$  来定量描述它。除此之外,也常对信号形状在传播中的变形即所谓失真,以及在时间上的延迟和其他统计特征发生兴趣,它们都反映了信号在传播中频率特性和统计特性发生了变化。这对设备处理信号的能力也有重要的影响。在水声通信过程中,我们首先要考虑能量的损失,如果能量达不到,就意味着接收不到信号;其次再考虑信号失真,采用各种手段(硬件上及软件上)对信号进行恢复。信号处理部分将在后面的章节中介绍,这里首先对能量损耗进行分析。

为此,首先需要对传播损失的物理量给予确切的定义。设在介质空间中,离声源声学中心为单位距离(1 m)处参考点的声强为  $I_1$ 。离声源声学中心距离为  $r$  处某点的声强为  $I_r$ ,则声信号从参考点传播至  $r$  点上的传播损失  $TL$  定义为:

$$TL = 10 \log \frac{I_1}{I_r} \quad (2-1)$$

其单位是分贝。如果只考虑介质空间中某两点的传播损失,只需将起始声强  $I_1$  和观察点声强  $I_2$  之比取对数乘以 10,类似于式(2-1),即可确定该两点间的传播损失为:

$$TL_{12} = 10 \log \frac{I_1}{I_2} \quad (2-2)$$

因为声强  $I_1$  和  $I_2$  在定义中含有时间平均的意义,信号持续时间足够长,则其平均时间的取值中包括了传播中的其他影响在内。如在短脉冲等瞬时信号中,平均时间的概念失去意义,则传播损失的定义可取能流密度之比。能流密度表示垂直于声速传播方向上,通过单位面积所流过的能量,单位是焦耳/厘米<sup>2</sup>。所以瞬时信号时的损失为

$$TL_{12} = 10 \log \frac{E_1}{E_2} \quad (2-3)$$

式中  $E_1$ ——距声源单位距离处参考点上的能流密度。

$E_2$ ——观察点离声源参考点为  $r$  处的能流密度。

用能流密度来计算传播损失的单位仍为分贝。

从以上定义可以看出,传播损失是衡量信道有效性的一个综合物理量。如果以某种能量为载体(如声、光、电磁波等)的信号,在海洋介质信道中有很大的传播损失,在某个有限的距离内即将消失,那就毫无实用价值。由于海水有很大的电导率,而对光波又有很大的吸收,所以不论是电磁波还是光波,由于它们的传播损失相当大,都无法在海洋介质中作为远程探测的工具。唯独声波在一定频率范围内海水中的传播损失要比电磁波和光波小



2~3 个数量级。所以, 目前而言, 在海水中声波仍然是“信息”的最常用载体。

造成声波能量在传播中损失的主要原因是由于波阵面在传播过程中的不断扩大。使得在单位时间内单位面积上能量减少即平均功率密度减小, 也就是声强的减小, 这种损失称为扩散损耗(或几何损耗), 这是不可避免的, 但是扩散损耗并不真正损耗能量, 不会引起热损耗, 只是单位面积上的能量减少了。其次, 由于实际的海水介质并非是理想介质, 在传播过程中将声能吸收而转换成其他能量(如热能等), 声能不可逆的转换成热能而消耗, 这种损失称为衰减损耗。此外, 实际的海水介质总是有界的, 并且是非均匀的, 因而致使声波在边界面上产生反射, 使声能在某种边界面上“漏泄”掉, 这称为边界损耗。所以总体来说, 造成损失的原因主要有以下 3 个方面:

- (1) 扩展损耗——波阵面的扩展;
- (2) 吸收损耗——不可逆的声能转换成其他能量;
- (3) 边界损耗——边界上能量的“漏泄”。

### 2.1.1 扩展损耗

为了分析各种损耗的真正原因, 揭示它的物理含义, 需要单独进行分析, 在讨论扩展损耗时需要介质作某些假定: 设介质是理想的, 即无吸收; 均匀的, 无边界的。在这样一种介质中, 所能遇到的能量损失完全是由于波阵面的扩展而造成的, 因此称为扩展损耗, 有时也称为几何衰减。常见的波阵面扩展有两种形式即球面波扩展和柱面波扩展, 相应就产生了球面扩展损耗和柱面扩展损耗。

对球面波已作过讨论, 它是由一点源在上述假设的理想、均匀、无界介质中激发形成的。随着波阵面的不断扩展, 其功率密度将不断减小, 球面上声强的表达式为



$$I = \frac{A^2}{\rho c r^2} \quad (2-4)$$

可以根据上式来计算空间两点间的球面扩展损耗  $TL$ 。取  $r=1$  米的波阵面上某一点的声强为  $I_1$ , 则

$$I_1 = \frac{A^2}{\rho c r^2} \bigg|_{r=1\text{m}} = \frac{A^2}{\rho c} \quad (2-5)$$

波阵面传播到空间中的位置时, 半径为  $r$ , 其声强为  $I_r$ , 同理可计算得到  $I_r$ :

$$I_r = \frac{A^2}{\rho c r^2} \bigg|_{r=r\text{m}} = \frac{A^2}{\rho c r^2} \quad (2-6)$$

根据传播损失的定义, 将式(2-5)和式(2-6)代入式(2-1), 得到了球面扩展损耗的计算公式为:

$$TL = 10 \log \frac{I_1}{I_r} = 10 \log \frac{1}{r^2} = 20 \log r \quad (2-7)$$

上式表明当波阵面具有球面形状时, 它的扩展损耗符合反平方定律, 即与距离  $r$  的关系为  $TL=20 \log r$ 。这是一种非常典型的情况。由于在大量的声学测量中, 经常将条件限定在这种情况下, 即使声波在实际海中的传播会产生复杂的扩展规律, 但也经常与球面扩展加以比较。所以球面扩展损耗的反平方定律是经常运用的概念。

此外, 经常遇见的是所谓“柱面扩散”。在某些辐射条件下, 例如声源为一无限长圆柱体, 作径向振动时, 将会在无界的均匀理想介质中激发起柱面波。其波阵面具有同心的圆柱面。由一个均匀辐射的声源所激发的声波, 在一定距离上也将具有圆柱形的波阵面, 因此声源所辐射的能量都均匀分布在一个圆柱面上, 圆柱的半径即为传播距离, 圆柱高度在平行平面边界条件下, 即为平行界面之间的距离。令  $r=1\text{m}$  处的波阵面声强为  $I_1$ , 同时  $r=r\text{m}$



处的声强为  $I_r$ ，根据通过圆柱面的功率相等，则可得到：

$$H2\pi r I_1|_{r=1m} = H2\pi r I_1|_{r=r_m} \quad (2-8)$$

所以，根据定义其传播损失为：

$$TL = 10 \log \frac{I_1}{I_r} = 10 \log r \quad (2-9)$$

上式表明，当波阵面具有柱面形状时，其扩展符合反一次方定律，即与距离  $r$  的关系为  $10 \log r$ 。由此可以推论，在平面波的讨论中得到，在传播过程中平面波波阵面不产生扩展，因此声强是常数，所以扩展损耗为零分贝，即  $TL=0$ ，可将其写成  $TL=0 \log r$ 。这样，对于简单形状的波阵面扩展损耗和距离  $r$  的关系具有如下规律：

$TL = 0 \log r$  平面波，不扩展；

$TL = 10 \log r$  柱面波，反一次方定律；

$TL = 20 \log r$  球面波，反平方定律。

值得指出的是，即使从扩展规律来看，由于实际海区的不均匀性，声信号将产生折射、散射，以及边界上的反射产生多途径干涉，所以实际的扩展损耗较少出现以上这种情况。实际上的扩展波阵面的形状可能比较复杂，但是由于数学计算的原因，我们总是利用球面波或柱面波来近似代替。

### 2.1.2 吸收损耗

以上对声波的讨论都假定介质是理想的，然而实际的海水介质并非如此。例如有一平面波在海水介质中传播，按以上所述它不存在扩展损耗，但实际测量的结果表明它同样会产生声能的耗散过程，即产生场将声能逐渐转变成“热能”等其他形式的能量过程，并且这个过程是不可逆的。这种声能的耗散过程称之为介质对声波的吸收。实际上，它代表了真正的声能在介质中传播的



损失。它同样产生了声能随着传播距离的增加而衰减的物理现象。

介质的吸收除了由介质本身的物理性质所决定外，还取决于介质中的非均匀物质，如气泡、悬浮粒子、微生物等，也将会产生附加吸收，这将在其他章节中加以讨论。

由介质吸收而产生的声强随距离衰减的规律，分析如下：为了排除扩散损耗的影响，令一平面波在吸收介质中传播，在它传播的每一单元距离上，由于介质吸收都有一部分声强被损耗掉。设在某一距离上的声强为  $dI$ ， $dr$  为平面波传播距离增量，则在  $r+dr$  距离上的声强将减小  $-df$ （负值表示损耗）。设经过  $dr$  后的声强相对变化值与  $dr$  成正比：

$$\frac{dI}{I} = -n dr$$

式中， $n$  为比例常数，“-”表示  $dI$  是负值。距离从  $r_1 \sim r_2$ ，则声强将从  $I_1$  变化至  $I_2$ ，对上式积分可得：

$$I_2 = I_1 e^{-n(r_2 - r_1)} \quad (2-10)$$

由式可以看出，平面波在吸收介质中传播时，声强按指数规律随  $r$  衰减。对式 (2-10) 取以 10 为底的对数并乘以 10，并令：

$\alpha = 10n \log e$  得：

$$10 \log I_2 - 10 \log I_1 = -\alpha(r_2 - r_1)$$

$$\alpha = -\frac{10 \log I_2 - 10 \log I_1}{r_2 - r_1} \quad (2-11)$$

式中， $\alpha$  ——对数吸收系数（对数底为 10），它意味着由于吸收，每传播单位距离声强衰减  $\alpha$  分贝，单位为分贝/米。

同理，根据定义可以看出，由于吸收所产生的传播损失为：

$$TL = \alpha(r_2 - r_1)$$



当  $r$  很大时, 它相对于参考点的吸收损耗可近似写为:

$$TL = \alpha(r) \quad (2-12)$$

或写为:

$$I_2 = I_1 10^{-0.1\alpha r} \quad (2-13)$$

式中,  $r$  的单位应与  $\alpha$  的单位取得一致, 如  $\alpha$  取分贝/千米, 则  $r$  的单位为千米。

如令  $n=2\beta$ , 则式 (2-10) 可写成:

$$I_2 = I_1 e^{-2\beta(r_2-r_1)}$$

再取  $e$  为底的自然对数得:

$$\beta = -\frac{\ln I_2 - \ln I_1}{2(r_2 - r_1)} \quad (2-14)$$

式中,  $\beta$ ——对数底数为  $e$  的吸收系数, 单位为奈培/米 (千米)。

以分贝  $\alpha$  和奈培  $\beta$  的不同单位来表示吸收的声强衰减公式, 由此可得分贝和奈培的关系为:

$$\begin{aligned} e^{-2r} &= 10^{-0.1\alpha} \\ 0.1\alpha &= 2\beta \log e \\ \alpha &= 2\beta \log e = 8.68\beta \end{aligned} \quad (2-15)$$

即 1 奈培为 8.68 分贝。在吸收衰减的计算中单位必须统一。

至于介质对声波吸收的物理机理是十分复杂的, 至今对于非纯水 (如海水) 的实际测量值和理论值之间在某些情况下仍然很不相符, 其原因有各种不同的解释。早期, 首先由瑞利和斯托克斯等人曾对纯水的声吸收机理提出了所谓声吸收的经典理论, 认为介质的切变黏滞和热传导是介质对声波能量吸收的主要原因。介质的质点之间存在着内摩擦力, 也称为黏滞力。这是介质质点黏滞性的反应。当介质质点产生相对运动时, 这种黏滞力就产生作用。所以声波的传播过程在流体中便发生了介质质点的压缩和



稀疏。同时必须克服这种黏滞力而做功, 消耗声能引起声的吸收。此种吸收被称为切变黏滞吸收。此外, 当声波在传播过程中所产生的稠密稀疏过程, 从热力学观点来看是绝热过程, 压缩区介质的温度将升高, 而膨胀区 (即稀疏区) 的温度将降低。尽管这种热量的分布在宏观上仍是无法觉察而可以忽略, 但对于声传播过程来说是不能忽略的, 而且正是这种温度梯度—压缩区的热量向膨胀区传播引起热的交换, 即热的传导。这种过程是不可逆的, 这便引起了声波的热传导吸收。经典理论基于这两个假设, 得到了所谓声波的经典吸收系数公式, 称为斯托克斯-克希霍夫公式, 吸收系数为  $\alpha$ , 由下式计算:

$$\alpha = f^2 (A_\eta + A_\chi) = f^2 \left\{ \frac{8\pi^2 \eta_c}{3\rho c^3} + \frac{4\pi^2}{\rho c^3} \left[ \chi \left( \frac{1}{c_v} - \frac{1}{c_p} \right) \right] \right\} \quad (2-16)$$

式中:

- $f$  —— 声波频率;
- $\eta_c$  —— 介质切变黏滞系数;
- $\rho$  —— 介质密度;
- $c$  —— 介质声速;
- $c_v$  —— 介质定容比热;
- $c_p$  —— 介质定压比热;
- $\chi$  —— 介质热传导系数;

$A_\eta$  和  $A_\chi$  分别表示了切变黏滞和热传导两部分。由式 (2-16) 看出, 吸收系数是和频率的平方成正比, 但对于纯水, 此热传导的影响常可以忽略。

上面的理论经实验验证发现, 实测的声吸收系数都要比理论计算值大许多倍, 说明上述经典理论所导出的经典吸收系数公式有它的局限性。在此基础上后人考虑到介质内部微观过程的弛豫现象, 提出了分子结构弛豫吸收理论。其物理概念为, 当声波在



压缩期间,水分子受到压缩作用产生相对位移。使得分子中原子配置的变化,或称结构压缩,引起分子间束缚的破坏,使之发生结构变化,而这一过程滞后于压力。即分子结构从较松散到比较紧密的过程需要有一定的时间,称为弛豫时间,这种现象称为结构弛豫。显然这种结构弛豫与容积黏滞有密切的关系,并因此而消耗声波的能量,导致声波的一种新的吸收机理,这便在式(2-16)中增加了结构弛豫吸收项而成下式,

$$\alpha = f^2 (A_\eta + A_\chi) = f^2 \left\{ \frac{8\pi^2 \eta_c}{3\rho c^3} + \frac{4\pi^2}{\rho c^3} \eta_v + \frac{4\pi^2}{\rho c^3} \left[ \chi \left( \frac{1}{c_v} - \frac{1}{c_p} \right) \right] \right\} \quad (2-17)$$

式中,  $\eta_v$  为介质的体黏滞系数。

根据修正后的理论,对于纯水来说,理论计算和实验结果颇为相符。以上仅介绍了纯水的声吸收理论的简单概念。

实际海水的声吸收,较之纯水有相同的特点(如频率的关系等),但更复杂,用式(2-11)的计算结果与海上对吸收系数的实测作比较,发现在1 MHz以上的频率上,计算值和理论值大致相符,但在低频时,实测值总要比理论值大得多。这是由于海水中含有大量的盐类,如氯化钠(NaCl)、氯化镁(MgCl<sub>2</sub>)和硫酸镁(MgSO<sub>4</sub>)。经研究发现这些电解质,在某一频率范围的声波作用下,发生一种化学反应。例如在10~500 kHz频段内,主要是由于硫酸镁离子的化学弛豫。这是一个离子的分解和复合过程,即海水中的硫酸镁溶液在声波作用下加速分解。这个过程当然需要有一个时间弛豫,同时这个过程所需要的能量也由声波所供给,因而造成潜水介质对声能的附加吸收,此种吸收称为化学弛豫吸收。此外海水中还存在大量的浮游生物和气泡,它们对某些频率的声波产生共振吸收。综上所述,海水的声吸收主要由下列原因产生的:

(1) 介质的热传导吸收;



- (2) 介质的黏滞吸收(这里主要指切变黏滞);
- (3) 介质的弛豫吸收(包括结构弛豫和化学弛豫);
- (4) 共振吸收(包括介质中的各种浮游物质)。

对于各个海区吸收系数的具体数据,往往都是海上多次实测的综合结果。例如工程上常用的经验公式之一为  $\alpha = 0.036 f^{8/2}$ 。

式中,  $f$  的单位是千赫;  $\alpha$  的单位是分贝/米(千米);

还必须指出的是,依据海上的实测,在5 kHz以下的频段内比理论上预计还要大得多。造成低频损失增大的原因,至今仍有各种假设,相关研究还在继续进行当中。

## 2.2 海洋的基本声学特性

作为传播水声信号的海洋介质,它具有某些物理特性,这些特性对于声信号的传播会产生严重的影响。它大致包括海洋中的声速分布,海洋表面的风浪,海底的底质及其声学特性,以及海洋中的自然波——内波等。以下分别简述其性质。

### 2.2.1 海洋中的声速分布

海洋中的声速及其分布是一个重要的物理性质。对于声的传播及声呐设备的性能起着非常重要的作用。

一般对水声区声速及其分布的获得都是用“声速仪”来测定的。声速仪的基本原理是所谓循环法,其原理框图如图2-1所示。将声速仪探头置于待测液体中,当一个起始高频脉冲发射后,在已知的确定路径( $L$ )中传播,在完成一路径传播后,再触发起第二个脉冲的发射,因此,脉冲的重复周期( $T$ )一经测定,则声速( $c$ )就可以确定为  $c = L / T$ 。上述型号的声速仪精度一般可达到0.1%。

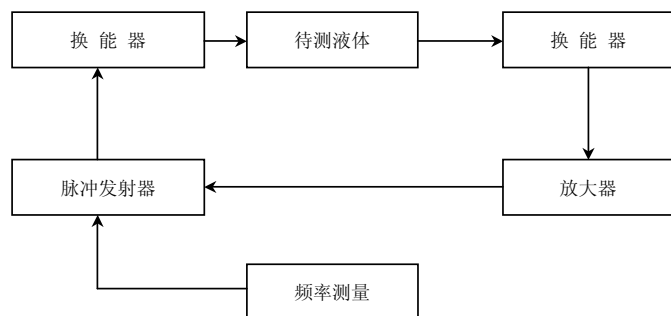


图 2-1 声速仪测量原理图

影响海水声速值的因素主要是由海水的温度、盐度和压力所决定。因在前面曾定义:

$$c = \sqrt{\left(\frac{\partial p}{\partial \rho}\right)_s} = \frac{1}{\sqrt{\rho K_a}} \quad (2-18)$$

式中,  $\rho$ ——介质的密度,  $K_a$ ——绝热压缩系数。由于密度  $\rho$  和绝热压缩系数  $K_a$  都是介质状态——温度、盐度、压力的函数, 这就导致声速的相应变化。其中温度的变化对声速影响最大, 温度增加时, 绝热压缩系数  $K_a$  减小, 使声速增加。密度的变化对声速影响并不十分明显, 由于盐度的增加, 致使密度增大, 而使绝热压缩系数减小, 而且后者的速率比前者快, 因此, 盐度的增加最后使得声速也增加。这些仅仅是海水声速变化的物理解释。由于海水声速的影响因素很复杂, 完全的理论推算是不可能的, 只能在大量实测的基础上, 建立公认的经验公式。目前比较精确的是威尔逊 (Wilson) 公式 (2-19)。

$$c = 1449.14 + c_T + c_P + c_S + c_{STP} \quad (2-19)$$

式中



$$c_T = 4.5721T - 4.4532 \times 10^{-2} T^2 - 2.6045 \times 10^{-4} T^3$$

$$c_P = 1.60272 \times 10^{-1} P + 1.0268 \times 10^{-5} P^2$$

$$+ 3.5216 \times 10^{-9} P^3 - 3.3603 \times 10^{-12} P^4$$

$$c_S = 1.39799(S - 35) + 1.69202 \times 10^{-3} (S - 35)^2$$

$$c_{STP} = (S - 35)(-1.1244 \times 10^{-2} T + 7.7711 \times 10^{-7} T^2$$

$$+ 7.7016 \times 10^{-5} P - 1.2943 \times 10^{-7} P^2$$

$$+ 3.1580 \times 10^{-3} PT + 1.5790 \times 10^{-9} PT^2$$

$$+ P(-1.8607 \times 10^{-4} T + 7.4812 \times 10^{-8} T^2$$

$$+ 4.5283 \times 10^{-8} T^3) + P^2(-2.5294 \times 10^{-7} T$$

$$+ 1.8563 \times 10^{-9} T^2) + P^3(-1.9646 \times 10^{-10} T$$

式中, 温度、压力、盐度和声速的单位分别为:

$T$ ——温度;

$P$ ——压强;

$S$ ——盐度;

$c$ ——声速。

显然, 上述经验公式过于冗长。较为简要而又能保持一定精度的是乌德 (S. R. Lovett) 公式

$$c = 1450 + 421T - 0.037T + 1.14(S - 35) + 0.175P \quad (2-20)$$

式中, 除压强单位用大气压之外, 其他单位都同上式。

这些公式指出, 实际海水中声速并不是均匀的。所以测定海区中某一点的声速不是主要目的, 而所需要的是海区中声速的分布。根据大量的实测结果表明, 在目前所研究水声传播的距离内, 声速在水平方向的变化不十分显著, 而随着海深的变化却非常明显。这在水声信号的传播研究中, 对海水介质提出了水平分层的模型, 即海水中的声速是深度的函数, 表示为  $c(z)$ 。而假定在水平面内声速是均匀分布的, 这种分层的假定给传播理论研究带来一定的简化, 也是对实际情况的近似描述。因此, 关于海水中



声速的分布问题就归结为声速的垂直分布,或是声速的分布剖面。也即需测得  $c(z)$  的函数解析表示式和相应的图示。

根据乌德公式或威尔逊公式得知,声速和海水的温度、盐度和压力有关。如果要求得声速  $c$  的垂直分布表示,可把温度、盐度、压力都表示为深度函数

$$c = c(z) = c[T(z), S(z), P(z)] \quad (2-21)$$

将声速  $c$  对深度坐标  $z$  求微分,得到声速随海水深度的变化率,这被称为声速绝对梯度,以  $g$  表示:

$$g = \frac{dc}{dz} \quad (2-22)$$

为了求得声速梯度的表示式,将式(2-21)对  $z$  求导得:

$$\frac{dc}{dz} = \frac{\partial c}{\partial T} g \frac{\partial T}{\partial z} + \frac{\partial c}{\partial S} g \frac{\partial S}{\partial z} + \frac{\partial c}{\partial P} g \frac{\partial P}{\partial z} \quad (2-23)$$

并令

$$\frac{\partial T}{\partial z} = G_T; \quad \frac{\partial S}{\partial z} = G_S; \quad \frac{\partial P}{\partial z} = G_P$$

分别称为温度梯度、盐度梯度和压力梯度。相应的单位为度/米,‰/米,大气压/米。

而声速对温度、盐度和压力的变化可分别写为:

$$\frac{\partial c}{\partial T} = \alpha_T \quad \frac{\partial c}{\partial S} = \alpha_S \quad \frac{\partial c}{\partial P} = \alpha_P$$

这些值都可用海水中声速的经验公式来求得。现以乌德公式为例,同时考虑到海水深度每增加 10 米,压力就增加一个大气压,则可分别求得:

$$\alpha_T = 4.21 - 0.0074T; \quad \alpha_S = 1.14; \quad \alpha_P = 0.175$$

这样,声速梯度可相应用温度梯度、盐度梯度和压力梯度来表示:



$$g = \alpha_T G_T + \alpha_S G_S + \alpha_P G_P \\ = (4.21 - 0.0074T)G_T + 1.14G_S + 0.175G_P \quad (2-24)$$

## 2.2.2 海洋表面的风浪

海洋表面实际上是水声信道的一个边界面。对于一个理想的平整海面来说,由于水的声介质阻抗和空气的声介质阻抗相差甚大,所以海洋表面实际上是一个声传播介质的不连续层,当声波从海水介质向海洋表面入射时,根据计算得到反射系数为“-1”,因此,对于理想的平整海面来说,应是水声信道的一个绝对软边界。但实际海表面是个粗糙、起伏、不平稳的表面,在某些情况下必须考虑这一情况。

由于海面上风的驱动,将产生海洋表面的波浪。海洋表面波浪的类型有下列几种:

潮汐——与引潮力有关的很长周期的波;

大浪——周期为 10~25 秒的长周期波;

海波——周期为 4~10 秒的周期波,它主要是由风产生的;

毛细波——是由风在本地产生的,靠表面张力效应传播,周期约小于 2 秒。

由于表面波浪运动是一种守恒系统,表面水分子的运动会逐渐扩张到表面以下一定的深度。这种运动是随着深度成指数衰减的。而这些扩张运动好像是一个强烈的混合机构,使海水介质的物理性质变均匀(如温度、盐度等)。由此而形成海洋表面层的一定传播条件。

更为重要的海洋表面特性是其起伏和不平整所引起的声的散射和在不同海况下所造成的海洋环境噪声。

利用爆炸声源所测定的海表面反向散射系数表明,小周期波浪状态(周期小于 5 秒)比长周期波更为重要。而表面散射影响的大小还取决于声的频率,声的折射角等等。



产生海洋环境噪声的原因之一，是与海洋表面波浪运动相密切联系的。按照国际标准将海况分为九级，每级波浪情况各不相同，因此所产生的噪声影响也都不一样，这种关系都被广泛测定，其典型的数值由著名的克努德森（Knudson）曲线所提供。

所以，综上所述，海表面对水声的影响十分明显。即影响到介质的物理特性，最终出现不同的声速结构，并对声信号的传播产生不同的影响，还影响到声的散射机理和环境噪声背景的大小。

### 2.2.3 海底底质及其一般性质

水声信道的另一个下边界是海底。海洋底部的结构也是非常复杂的。它的平均深度为 3 880 米。海底由平地、山脉、山沟、陡坡等组成。

水声学中所重视的海底乃是其底质的物理性质和结构。因为它作为声信道的一个边界，对于声信号的传播也会产生一定的影响。这些影响主要反应为对声的反射吸收和散射。

海底的底质是由许多物质层所构成。在地壳和海水之间，由许多处于液态和固态之间的物质沉积而成的，故称为沉积层。以后所指的海底边界往往是指海水和沉积层之间的分界面。

由于底质处于非完全液态，在其中的声波除了纵波以外还有横波存在。因而沉积层的重要物理特性除密度  $\rho$  及吸收系数之外，还应研究纵波声速  $c$  和横波声速  $c_s$ ，以及这些声速的分层结构情况。

沉积层的性质一般随海区而异，但基本上可以分为三大典型类别：

- (1) 大陆台地（包括大陆架和大陆坡）沉积层；
- (2) 深海平原沉积层；



### (3) 深海丘陵沉积层。

大陆架的深度一般为 0~200 米，习惯称为浅海，200~3 000 米海深的地区，其典型坡度一般称为大陆坡，3 000~6 000 米海深的地区称为深海；而 6 000~11 000 米以上深度的地区称为海沟。实测数据表明，大部分浅海大陆架属于高声速海底，即  $c_{\text{底}} > c_{\text{水}}$ 。大部分深海沉积层属于低声速海底，即  $c_{\text{底}} < c_{\text{水}}$ 。

各类海底沉积层的详细分类，需根据海底底质取样粒度分析来进行。此时也得出了一些声学参数的经验公式。所谓“取样粒度分析”是指对海底底质利用一定的工具进行取样。由于所取的样品脱离了自然状态，所以一般的声学参数（如声速及其分层结构，反射系数等）都会被破坏，只有底质颗粒结构的性能是稳定的。又根据大量的实验得到粒度（颗粒的结构称为粒度）一定的底质，其声学性质都是一定的，所以把底质按照粒度的不同进行分类是比较科学的。一般底质按其粒度分成以下 6 类：

- (1) 淤泥——直径小于 0.062 毫米的颗粒，在重量上占 90%；
- (2) 砂和淤泥——直径小于 0.062 毫米的颗粒，在重量上占 10~90%；
- (3) 砂——直径小于 0.062 毫米的颗粒，在重量上占不到 10%，直径小于 2.0 毫米的颗粒在重量上占 90%；
- (4) 石砾——石块直径大于 2.0 毫米而小于 10 厘米为主要成分；
- (5) 礁石——石块直径大于 10 厘米的占主要成分；
- (6) 珊瑚底——含有石灰质的珊瑚海草，或其他能分离出石灰质物质的有机体样品为主要成分。

除了根据粒度来进行底质分类外，更重要的是以样品粒度来得到相应底质的一些物理参数，如密度  $\rho$ 、声速  $c$  和吸收系数  $\alpha$  等。这些经验关系如下。





在地球物理学中,对底质样品定义了一个平均粒度  $m$ ,

$$m_\phi = \frac{\phi_{16} + \phi_{84}}{2} \quad (2-25)$$

式中,  $\phi_{16}$  和  $\phi_{84}$  分别表示为占 16% 和 84% 颗粒含量的相应粒径。

$$\phi = -\log_2(2r) \quad (2-26)$$

式中,  $r$  为颗粒半径, 常以毫米为单位。

得到了样品的平均粒径以后, 就可以根据下列经验公式求出相应的孔隙率  $n$  和声速  $c$ :

$$n = 34.84 + 5.028(m_\phi) \quad (2-27)$$

在浅海大陆架的声速经验公式为:

$$c = 1936.2 - 87.3(m_\phi) + 4.45(m_\phi)^2 \quad (2-28)$$

以上简要讨论了海底底质“样品粒度分析”和底质声学特性之间的一些经验关系, 从而建立起某些有关底质物理性质的简单概念。

此外, 海底地貌也极为复杂, 其粗糙度也会影响声场的分布。例如底质是岩石, 在考虑声波的频率较高又可忽略海底的粗糙度, 则这种边界也可假定为绝对硬边界, 其反射系数等于“1”, 与绝对软边界相对应。

## 2.2.4 海洋中的自然波——内波

内波沿着不同密度的水域分界面, 有像表面波一样传播的波动过程。它的产生与主跃层的温度波动有关, 主要是由于温度的突变而形成。主跃层在强烈的风、潮汐、海流等驱动之下, 产生温度波动, 就形成在海洋介质内部的一种波动过程, 称为内波。



到目前为止, 要对各种因素直接进行测量显然是困难的, 然而, 主跃层的温度波是内波的一种指示也是测量内波效应的简便方法。

内波的周期一般从 5 分钟变化到 15 分钟, 也有周期长达 30 分钟和 30 分钟以上的成分。其传播速度大约在 15~30 米/秒。在深水中浅水中内波的速度可分别由下列式子计算

$$V = \sqrt{\frac{g\lambda}{2\pi} \frac{\rho - \rho'}{\rho + \rho'}} \quad \text{深水波} \left(\frac{d}{\lambda} > \frac{1}{2}\right) \quad (2-29)$$

$$V = \sqrt{gd \frac{\rho - \rho'}{\rho + \rho'}} \quad \text{浅水波} \left(\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{2}\right) \quad (2-30)$$

式中,  $V$ ——传播速度,  $g$ ——重力加速度,  $\rho'$ ——上面流体层的密度,  $\rho$ ——下面流体层的密度,  $\lambda$ ——内波波长, 约几百米,  $d$ ——水深。有些内波也和潮汐相联系, 因而出现了 12 小时和 24 小时的周期。波高一般为 1~2 米。

内波产生一种不稳定的反射和折射层, 这些内波给在其附近传播的声能量增加了一个振幅波动, 这对于超远的低频声传播影响更大也越来越被人们所重视。但对于内波的研究, 目前仍不是很完善, 对它的规律掌握得也比较粗浅。

通过以上的分析, 大致可以获得一个初步的概念, “海洋介质连同它的上下有限边界, 所组成的水声信道是一个非常复杂多变的传播路径”。在这样复杂环境中来分析声传播规律, 显然是困难的。为了能够进行理论上的分析, 必须对海水介质(包括边界)进多种近似假定, 而这种假定在一定精度要求下又能符合实际情况。如图 2-2 给出了声源、接收器及海洋介质的示意图, 以及所要考虑的各种因素, 在今后的讨论中, 要将这些因素进行简化。



(1) 假定海表面是个平整的压力释放边界。即界面上  $P=0$ ，反射系数为-1 的声学绝对软界面。海表面的粗糙度只在一定频率下才产生声的散射，因此海表面粗糙度在传播中不予考虑。

(2) 假定海底表面是绝对硬边界。海底界面上的法向振速等于零，即反射系数  $V=1$ 。同理也不考虑海底表面的粗糙度。

(3) 海水密度是均匀的，即密度  $\rho$  在全空间是个常数。

(4) 水中声的吸收是均匀的，即吸收系数  $\alpha$  为常数。

(5) 水中的声速分布是海区深度的函数  $c(z)$ ，且成线性变化。

以上这些假设，就构成了理想化的水声传播介质。

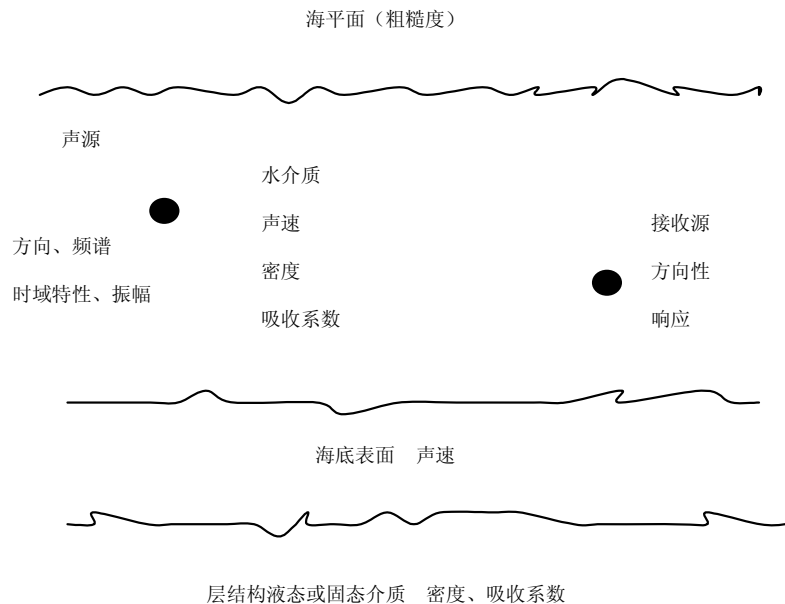


图 2-2 水声信道传播要素示意图



## 2.3 海洋介质中声波的散射

混响作为水声干扰背景之一，早在第二次世界大战期间就得到了应有的重视。混响干扰的抑制就成为水声信道研究的重要课题之一。

海洋中混响是由于海洋本身及其界面的不均匀，使发射信号发生散射，这些散射声在接收点叠加而形成。对混响信号的研究主要有两方面，一是早期的从能量观点来求混响的平均强度，这方面的理论工作和海上实验数据已比较完备。其次是随水声信道匹配理论的发展，要求对各种调制发射信号混响的概率分布、相关特性、能量谱等等进行研究，因此对混响统计特性的研究也逐步发展起来了。为此，本章首先对海洋的散射特性进行简要讨论，以便掌握混响形成的物理本质，然后对各类混响理论进行讨论，并推导出混响级 RL 的计算公式。

研究声在海中传播的平均规律时，为便于理论计算提出了分层模型，并假设海洋是分层“均匀”的，它的边界是平整的，海洋世界是“纯净”的。但事实上并非如此，实际的海洋本身和其边界是非常不均匀和不平整，海洋中存在大量的海生物；还有直观不易发现的大量气泡和悬浮于海中的硬粒子，由海中温度局部的不均匀性所造成的热、冷水团（这便是温度微结构的不均匀）。其次，由于风浪海表面是一个不规则随机起伏的表面，而海底除了海底峰峦、山脉、深海沟以外，也是一个由不同底质构成（泥沙，岩石等等）的起伏粗糙界面，这些便构成了实际海洋的不均匀性。在一定条件下这种不均匀性是绝对不能忽略的。声波在这种不均匀的“环境”中传播时将会发生“散射”，不均匀性形成介质物理性质上的不连续性，因而阻挡投射到不均匀体上的部分声能，使其产生再辐射，这种再辐射也称为散射。这种散射是构成混响的基本原因。由于散射体的尺度相对声波的波长要小，而且



是大量的, 因此与声波在大尺度目标上的散射在物理特性上不尽相同。例如, 在海洋空间中有一平面波, 当遇到各种不均匀的散射体时, 除了未被扰乱的平面波场以外, 同时还存在一个从“散射体”上向四周散射而成的散射波场。它和原来的入射平面波场相叠加, 使原来的平面波声场产生畸变。按照一般定义: 所谓散射声场就是实际形成的声场与假定没有不均匀散射体时形成的声场之差。显然, 散射波是以单个散射体为中心向四周辐射的。相对于入射声波而言, 散射体是次级辐射声源。所以可把散射过程看成是二次辐射过程, 实际声场即为初级(入射)声场和次级(散射)声场的叠加。下面就是从这种观点来处理若干简单散射问题。

大量的实验说明, 实际海洋介质的散射基因是海中的悬浮粒子, 气泡, 海中生物以及平面的起伏不均匀性。对这些实际的散射问题, 在理论上可建立较理想的模型分别予以研究。其中包括对单个散体散射特性的研究和对散射体群的散射特性的研究。例如, 在单个体的研究中把单个悬浮粒子等效看成刚性球体, 而把单个气泡类比成一弹性球体等等。

### 2.3.1 混响的形成及其分类

如前所述, 海中所存在着的各种散射体以及不平整的界面对入射波的散射是造成混响的根本原因。在一个非均匀的浅海层中, 假设声速具有某种垂直分布, 有一个定向发射器, 在一定的波束开角内向海中辐射声波。这时, 当设备在发射结束后立即转换接收状态, 用听觉指示器时, 可听到一阵长而缓慢变弱、颤动的声响, 这种现象称为混响。它的物理机理是: 当发射的声波在信道中一开始传播时, 立即遇到海中各种不均匀体的散射, 在不同时刻与发射波相遇的散射体是不同的, 这取决于声源的位置、发射和接收的指向性和海中声速分布。首先遇到的是分布在海区中的大量散射体, 然后相继遇到海面 and 海底散射体, 在每时每刻, 都



有大量散射体的散射波在接收端处相叠加, 构成了海中混响。

混响信号本身是一片起伏很大的散射声, 它对目标回波信号起着一种“掩盖”作用, 是一种无用的干扰。特别是当混响信号比较强, 而目标回波信号相对较弱时, 目标回波信号甚至会完全被淹没在混响杂波之中, 这给信号检测造成了困难。

由于产生混响的散射体所分布的位置不一样, 有的在海水体积之中, 有的处于海面, 有的处于海底。实验和理论证明, 不同位置的散射体所产生的混响具有不同特性, 因此, 为了便于理论分析, 将混响分为三类, 即: 体积混响、海面混响、海底混响。

体积混响: 是由无限海区容积内的非均匀体所产生的声散射面引起的混响。这些非均匀体大致包括盐度、密度、温度等局部不均匀水团, 以及气泡、硬粒子、浮游生物等等。用体积散射强度加以描述。

海面混响: 即非均匀体分布在海表面附近, 造成了具有一定厚度的散射层, 包括随机起伏的海表面波浪的散射, 以及海面附近大量的气泡所构成的层的散射, 用修正的界面散射强度来描述。

海底混响: 主要是由于海底底质的不均匀性和粗糙起伏的表面, 以及海底生物产生的气泡的散射所构成。以界面散射强度来描述。

实际海上工作中, 上述三类混响都是同时存在的, 不能断然分开, 有时可能是某两种混响的线性组合, 这要取决于具体情况。除了声源的位置、发射和接收设备的方向特性外, 还要分析海区声速的垂直分布。假若海区是声速负梯度, 声线折向海底, 所以体积混响之后便可能是海底混响, 如果海区声速是正梯度, 声线折向海面, 则体积混响之后往往可能是海面混响。这些都必须由实际情况进行判断。

在混响级计算公式的实际推导中, 为了使计算简化且并不脱离实际, 需对实际模型作一定的简化假设。现假设条件如下:

假设声音在无限的或带有平面散射边界的半无限的等声速分



布的媒质中传播。

(1) 入射声波和散射声波都可按球面衰减规律计算其扩展损耗, 并同时考虑介质的吸收, 但不考虑声的折射及其 WBN 损耗(如声泄漏等)。

(2) 对面积散射或体积散射模型, 假设面积上或体积内的散射体分布是均匀的, 并且取足够小的体元时散射体的密度仍然很大。

(3) 未计二次散射。即散射波的再次被不均匀体散射认为非常小, 可忽略不计。

(4) 发射信号的脉冲持续时间很短, 这样可以认为散射体相对于接收器来说是静止的, 不计它们的相对运动。

### 2.3.2 体积混响级 $RL_v$

在上述假设的空间中, 如果可以排除由海面 and 海底来的散射影响, 则主要是体积散射体的散射波构成的混响。例如在深海中, 如果辐射器处在远离海面和海底的情况, 并且辐射和接收器具有一定的方向性, 就可以比较容易地把体积混响单独区分开来。本节的目的计算体积混响平均强度, 从而得到体积混响级  $RL_v$ 。

首先考虑最简单的情况, 假设接收、发射系统无指向性。并且收发系统处在同一个位置, 考虑介质吸收。考虑一收一发系统。这时发射信号是一持续时间为  $\tau$  的调制脉冲信号。由于自由声场的假设, 则在整个空间形成了以  $\tau c$  为厚度的一个扰动球层, 它以声速  $c$  逐渐向远处传播。现需求出在发射信号结束后的某一时刻  $t$  的混响强度。现在来分析一下发射器在辐射脉冲结束后的  $t/2$  时刻的情况, 见图 2-3。这时, 上述  $\tau c$  层的扰动波包在空间所占的位置是内径为  $r_1 = \frac{1}{2}c\tau$ , 外径为  $r_2 = r_1 + c\tau$ 。

很明显, 球壳内各散射源在  $t/2$  时刻所激发的散射波, 不能



同时传到接收器, 因球壳各层上的点离接收点的距离都不同。但是可看出, 以  $r_1$  为半径的内表层如 A 点, 它最后激发出的散射波是在  $t/2$  时刻从 A 层上各点发向接收点的。同时以  $r_2$  为半径的 B 层上各点在  $(t/2 \sim \tau/2)$  时刻开始激发的散射波经过  $t/2$  后, 正好于  $t/2$  时刻到达内表 A 层。它和内表层最后激发的散射波叠加在一起, 于  $t$  时刻同时到达接收点, 而且  $r_1$  和  $r_0$  之间的各点与 B 层类似, 其某一时刻激发的散射波将于  $t$  时刻到达接收点。因此, 真正对  $t$  时刻混响作出贡献的是在  $r_1$  和  $r_0$  之间球壳层内的散射体元。这球壳层的厚度为  $c/2$ , 即脉冲波包的一半。

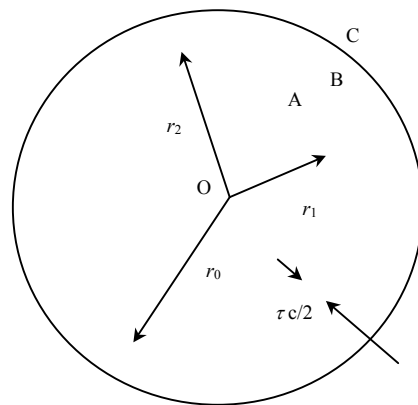


图 2-3  $\tau c/2$  的混响散射层

以上的分析很重要, 它指出了产生某一时刻的混响强度并不是整个  $\tau c$  的球壳层, 而只是  $\tau c/2$  的球壳层, 这在混响强度的计算时必须要注意的。

### 2.3.3 海面混响级 $RL_s$

由于海面波浪的作用以及海面本身的起伏, 往往在海面附近造成了具有一定厚度的非均匀气泡散射层。海面混响的性质和体积混响相比其基本性质相同, 但海面混响的衰减速率要比体积混



响来得快。

### 2.3.4 海底混响的计算和海底混响级RLB

海底也是具有十分复杂的声学特性的一种界面，首先是它的底质不同，对散射的影响甚大，其次是它的起伏表面以及在海底附近存在着其他散射物质，如气泡等。前面在讨论中把海底假设为半无限空间的平面散射边界面。至于海底平面以下的声传播，对上半空间并没有影响。在这种条件下，当一定向辐射器，其波束以一定角度投向海底时，则由于海底平面散射层的散射，将会产生海底混响。事实上，海面混响是具有一定厚度层的散射引起的，而只有海底散射才真正把它假定为平面界面的散射。

## 2.4 水声噪声

对于水声学中的“噪声”很难有一个完善而确切的定义。人们习惯上所认为的噪声是一切不需要的声音的总称，对水声探测系统来说并不完全正确。如在被动声呐系统中是将目标的辐射噪声作为有用信号加以检测的。因此在水声学中对噪声没有一个统一的定义，它的具体内容主要包括海洋自然噪声、目标辐射噪声以及声呐系统所接收到的来自载体自身辐射的自噪声。它们在声呐系统中的作用各不一样，如上所述目标辐射噪声是被动声呐系统的信号，而海洋自然噪声和自噪声却是声呐系统的主要干扰背景之一。

为了提高声呐系统的作用距离，“噪声”很早就得到了重视。但噪声是一种随机过程，对它的测量和分析都要求有较高的技术水平，噪声场的理论模型和计算也十分困难，这就使得噪声研究受到了一定的限制。但是，目前不论在理论上或是工程设计中噪声研究都有十分重要的地位，例如在被动声呐系统中为了识别目



标总是需要在目标辐射噪声中提取某些特征值，而在超远程声呐系统中也需要利用目标噪声中的“线语”，要使声呐设备和信道匹配也需充分了解噪声干扰背景的时空统计特性。为了提高系统的检测能力和隐蔽自己，也需要有效的抑制本舰辐射噪声和自噪声。所以近来噪声研究越来越被人们所重视。

### 2.4.1 噪声的基本概念和频谱分析

水声中各类噪声都是一种随机过程。以海洋自噪声为例，当噪声测量系统沉放于海洋中，在该系统的水听器输出端上将获得噪声信号波形  $n(t)$ 。这是一个随机起伏的时间函数，它不能用一个确定的时间函数来描述，而只能通过长时间的测量来反映它的随机变化规律。具有这类性质的时间函数称为随机函数。如果设想有  $N$  个相同的测量系统，即使在同一外条件下进行相同的测量和记录，得到的也只能是各不相同的一系列随机函数曲线。这个系列的总和称为噪声随机过程的总集，而其中某一个随机时间函数  $n_1(t)$  称为它的一个实现或者一个样本函数。

$n(t)$  的具体物理意义可以是测量系统水听器输出端的噪声电压  $u(t)$ ，如果水听器已经校准，则  $n(t)$  也可理解为水听器所在点的噪声声压  $p(t)$ 。由此可见噪声声压是一个随机量。

由于这类随机函数没有直观的规律性。这种过程的特性只能用统计的方法加以研究。这里需要运用概率论和随机过程中的一些术语。

噪声的基本统计特性主要用两个方面来表征。第一是噪声的概率密度函数或概率分布函数；第二是噪声的相关函数或者功率谱。

在概率论中随机变量是用概率方法来描述的。现在的情况下随机变量  $p_1$ ：是某时刻  $t_1$  的噪声声压随机值，把出现在  $p_1$  和  $p_1 + \Delta p_1$  之间随机值的概率用  $(p_1 < p < p_1 + \Delta p_1)$  来表示，令



$$\varphi(p, t) = \lim_{\Delta p_1 \rightarrow 0} \frac{p(p_1 < p < p_1 + \Delta p)}{\Delta p_1} \quad (2-31)$$

则称  $\varphi(p_1, t)$  为一维概率密度函数或称为概率密度, 概率密度函数的积分称为概率分布函数。显然从式 (2-31) 得到:

$$p(p_1 < p < p_1 + \Delta p_1, t) = \int_{p_1}^{p_2} \varphi(p, t) dp \quad (2-32)$$

如果一个随机过程经过时间平移后其统计特性保持不变, 例如其概率密度函数保持不变, 则这种过程称为平稳随机过程, 由此得到  $\varphi(p, t) = \varphi(p)$ 。如果某一噪声的概率密度函数具有下列高斯分布时:

$$\varphi(p) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(p-a)^2}{2\sigma^2}} \quad (2-33)$$

称此噪声为高斯噪声。式中  $a$  为数学期望,  $\sigma$  为方差。此外, 一个平稳随机过程, 若某一个样本的时间平均值等于在某一时刻的系统平均值时, 则称这个平稳随机过程具有遍历性。遍历性可以使噪声的研究限于一个样本函数上进行。在水声噪声中经常将某一类干扰噪声假定为高斯噪声。

随机过程中可以证明: 对一个噪声过程求相关函数  $R(\tau)$ , 而它的傅氏变换便是噪声功率谱密度或称为功率谱  $S(\omega)$ 。具有均匀功率谱的噪声称为白噪声。

所以噪声如果按其概率密度函数的分布和功率谱的特性来分类时, 便得到以上提到的高斯噪声和白噪声。在水声噪声研究中经常为了处理问题的方便, 把水声噪声假定为具有以上特性的噪声。

在噪声分析过程中, 除了上述这些基本统计特性以外, 还常常用到一些统计数值, 如噪声平均值和有效值。这些统计数值也是噪声随机过程的数字表征。

噪声声压的平均值便是过程的数学期望, 我们所研究的噪声



都是具有遍历性的平稳随机过程, 所以数学期望可以用一个样本函数的时间平均值来计算, 即:

$$\langle \overline{p(t)} \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} p(t) dt \quad (2-34)$$

式中,  $\langle \overline{p(t)} \rangle$  为噪声声压平均值。  $T$  为测量时间, 总是取足够长来逼近无穷。经过变换总可以将平均值不为零的随机过程变成平均值为零的随机过程。

设噪声声压有效值为  $p_e$ , 它的物理意义和确定性信号的有效值概念一样, 在水声噪声场中定义为: 噪声声压有效值  $p_e$  等于在学位声介质特性阻抗上平均声强  $\bar{I}$  的平方根。根据方差的定义不难理解, 如果将平均值变换为零, 则过程的方差便是噪声的平均声强, 即得到:

$$\begin{aligned} \bar{I} &= \sigma^2(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \frac{P^2(t)}{\rho c} dt \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} P^2(t) dt \end{aligned} \quad (2-35)$$

式中取  $\rho c = 1$ , 根据有效值的定义则得到:

$$p_e = \sqrt{\bar{I}} = \sqrt{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} P^2(t) dt} \quad (2-36)$$

同样式中的测量时间  $T$  也总是取足够长来逼近于无穷大。以下经常提到的噪声声压均是指它的有效值。

现在讨论噪声的频谱分析。对于一个确知的时间信号, 只要满足傅氏变换的条件, 总可以将此信号的时间函数, 通过傅氏变换得到一个频谱密度函数 (简称频谱密度), 即时域函数变换到频域函数。对一个噪声随机过程来说这种频谱分析的方法是否有效呢? 如上所述对于随机过程来说只能得到噪声的平均声强频谱, 即由它的相关函数通过傅氏变换来获得, 或者也可以用相应的噪声有效值频谱来表示。而通常理解的噪声声压振幅频谱是没



有意义的。

噪声的频谱也有离散谱和连续谱两类。

关于噪声的离散频谱的概念十分清楚。噪声过程可通过如图 2-4 所示的测量系统（方框示意图）来测定它的离散频谱。当噪声通过可连续调谐的窄带放大器时，其谐振频率可在所需测量的范围内调谐。如果放大器有平坦的特性，则可指示相应频率分量上的声压有效值贡献或平均功率贡献。设离散谱量  $f_1$ 、 $f_2$ 、 $\dots$ 、 $f_n$  为频率分量， $P_1$ 、 $P_2$ 、 $\dots$ 、 $P_n$  和  $I_1$ 、 $I_2$ 、 $\dots$ 、 $I_n$  相应为其声压有效值和平均功率。所以离散频谱的每一频率分量的贡献是一个有限值（由于数字技术的发展，目前噪声谱分析的过程是用更先进的技术获得的。这里只是为了建立离散谱的概念才用了频谱分析的经典方法，因为它有直观的物理意义）。

噪声过程的连续频谱有如下的概念：设在中心频率为  $f_1$ 、 $f_2$ 、 $\dots$ 、 $f_n$  处取窄带  $\Delta f_1$ 、 $\Delta f_2$ 、 $\dots$ 、 $\Delta f_n$ ，与它相对应可测出各频带内的声压有效值  $P_1$ 、 $P_2$ 、 $\dots$ 、 $P_n$  或相应的平均声强  $\Delta I_1$ 、 $\Delta I_2$ 、 $\dots$ 、 $\Delta I_n$ ，令

$$Z_1 = \frac{\Delta I_1}{\Delta f_1} \quad Z_2 = \frac{\Delta I_2}{\Delta f_2} \quad \dots \quad Z_n = \frac{\Delta I_n}{\Delta f_n}$$

称  $Z_1$ 、 $Z_2$ 、 $\dots$ 、 $Z_n$  为声强的平均频谱密度。使  $\Delta f \rightarrow 0$  时的极限称为声强的频谱密度  $S(f)$ ，则得到：

$$S(f) = \lim_{\Delta f_i \rightarrow 0} Z_n = \lim_{\Delta f_i \rightarrow 0} \frac{\Delta I_n}{f_i} = \frac{dI}{df} \quad (2-37)$$



图 2-4 频谱测量方案示意图

$S(f)$  的单位为瓦/厘米<sup>2</sup>·赫，这便可以得到一连续的  $S(f)$



曲线，即噪声过程的连续谱，由式 (2-37) 得到：

$$dI = S(f)df, \quad I = \int_{f_1}^{f_2} S(f)df \quad (2-38)$$

式中， $f_1$  和  $f_2$  为任意取的两个频率。令  $I$  为在  $f_1$  和  $f_2$  间隔内（即  $f_2 - f_1 = \Delta f$  频带内）的总声强。当  $f_2 - f_1$  时相应的  $I \rightarrow 0$ ，这说明在连续中某一确定的频率分量  $f_1$  上的声强贡献是无限小的，但是它的频率分量有无限多个，这便是连续频谱的特性。

工程上常用噪声强谱级  $NL_r$  来表示噪声声强。其定义为：

$$NL_r = 10 \log \frac{dI}{df} \frac{I}{I_0} \quad (2-39)$$

式中， $I_0$ ——参考声强。相应的也可用噪声有效值声压谱级来表示噪声声压，即为：

$$NL_p = 10 \log \frac{d}{df} \left( \frac{p_e}{p_0} \right)^2 \quad (2-40)$$

式中， $p_0$ ——参考声压。

水声中的噪声常有这样的性质， $\frac{d}{df} \left( \frac{p_e}{p_0} \right)^2 = \frac{a}{f^n}$ ，

式中， $a$  和  $n$  是常数值，这说明声强度谱是随着频率的  $n$  次方下降，将上述关系代入式 (2-40) 得到：

$$NL_p = 10 \log \frac{a}{f} = 10 \log a - 10n \log f \quad (2-41)$$

当  $\log f$  为横坐标时，式 (2-41) 能给出了对数坐标。又如在声呐方程一章中指出的，有时用带强级来代替增强级，在下面的有关资料中也将会给出以带强级为单位的数据。

## 2.4.2 海洋自然噪声

一般通称海洋环境所特有的噪声为自然噪声。对于它所产生的原因，各个海区自然噪声谱有何种共同的规律，以及自然噪声



有何特性等的研究都是具有重要意义的。

### 1. 海洋自然噪声源

许多文献按照发声的机理将海洋自然噪声的声源分成四类：水动力噪声、海洋生物噪声、海洋中的人为噪声和海洋热噪声。以上各类噪声中以水动力噪声为最主要，在所有海区和任何水文条件下均有此种噪声存在，而上述其他噪声均有地区性和时间性，如生物噪声只有在近岸海区，气温条件适于生物生长时影响才较大，而人为噪声仅在近海港口区和航线附近才能明显观察到。各类噪声的形成和影响在海洋实验的基础上已有了丰富的资料。各类噪声的频率范围见表 2-1。

表2-1 自然噪声源的频率范围

频率	噪声源	频率	噪声源
1~10 Hz	海洋湍流、地震	200~50 000 Hz	风力波浪、气泡、浪花
10~200 Hz	远方舰船及陆地振动	50 000~100 000 Hz	分子热噪声

### 2. 自然噪声级和它的谱级

海洋自然噪声级是一个声呐环境参数，是声呐噪声干扰背景的组成部分，它的数据不能由理论推算而只能靠海上的实际测量来获得。它是用无指向性水听器在排除了其他各种影响因素之后所测得的噪声声强级或声压级为其度量，即：

$$NL_r = 10 \log \frac{I}{I_0} \text{ 或 } NL_p = 10 \log \frac{p_e^2}{p_0^2} = 20 \log \frac{p_e}{p_0}$$

式中， $p_0$ ——参考声压，一般取有效值为 1 达因/厘米<sup>2</sup> 的平面波声压； $I_0$ ——相应的参考声强  $0.56 \times 10^{-12}$  瓦/厘米。也可将其折算到一赫带宽声强谱级或声压谱级来表示。



### 3. 海洋自然噪声空间分布的概念

在一般的情况下，总假定海洋的自然噪声是各向同性的。但实际上不论浅海或深海，其自然噪声都有一定的空间分布。例如海面噪声具有一定的方向性，一般不易直接精确测定。

#### 2.4.3 舰船自噪声

声呐系统的载体，包括各种舰船、潜艇、鱼雷等本身在运动中产生的噪声被自身所接收，构成本舰噪声或称自噪声。它连同海洋自然噪声一起构成了声呐系统的独立干扰背景。虽然舰船的辐射噪声和本舰噪声其噪声来源大致相同，但从噪声场来看，前者是属于远场噪声而后者属于近场噪声，性质是很不一致的，具有不同的特性。

本舰噪声的主要来源也是由于船体的机械振动和螺旋桨激起的空化和水动力所产生的，这里不再赘述。但是本舰噪声有它自身的特点，主要反应在以下两个方面：其一是声呐接收换能器在航行中与水的撞击和摩擦，这类噪声能直接作用在换能器的表面，一般在接收换能器附近的水域中也会造成空化。假如在远方测量，这种噪声的绝对数值与其他辐射噪声比较是可以忽略的。但是由于它发生在接收换能器表面，往往就成为本舰噪声的主要因素。为此利用流线型的罩子把整个声学系统（俗称水下分机）遮盖起来以便降低水流的直接撞击和空化，把这种罩子称为导流罩。其二是本舰噪声中一个不可避免的因素是由于海水波浪冲击船身。这种噪声以舰船破浪时产生的影响甚大，而声学系统的安装位置一般又离舰船较近，尤其在本舰航速增大时这类噪声的影响更大，有时甚至伴随着变化噪声而成为声呐系统的严重干扰背景。所以本舰噪声与航速有更为密切的关系。从以上的分析不难看出，本舰噪声是以动水噪声为主要成分的。

本舰噪声的另一个特点是由于噪声传输路线的影响，使得自





噪声级的大小随着声学系统的指向性、安装方式及它在船上的安装位置等因素而变化,因此研究自噪声的传输路径对抑制它的产生是十分重要的自噪声的抑制,一般需要对其结构特征作详细分析。主要在隔振、螺旋桨的改进,水下声学系统的安装方式和位置,以及导流罩的形状、材料及其障板和支撑结构等等方面采取措施,才能得到很好的效果。

## 参考文献

- [1] 马大猷,沈壕.声学手册[M].修订版.北京:科学出版社,2004.
- [2] 顾金海,叶学千.水声学基础[M].北京:国防工业出版社,1981.
- [3] Clay & Medwin.Acoustical Oceanography Principles and Applications[M]. 1997.
- [4] Urick. Principles of Underwater Sound[M]. 3d edition, 1983.
- [5] 汪德昭,尚尔昌.水声学[M].北京:科学出版社,1981.
- [6] Cote, L. J. et al. The Directional Spectrum of a Wind Generated Sea as Determined from Data Obtained by the Stereo Wave Observation Project[J], Meteorol. Papers N. Y. U., Coll. of Eng. 1960 2 (6) 88 pp.
- [7] 何祚镛,赵玉芳.声学理论基础[M].北京:国防工业出版社,1981.
- [8] Phillips O.M. The Dynamics of the Upper Ocean[M].Cambridge Univ. press, London and New York, 1969.
- [9] 布列霍夫斯基赫.海洋声学[M].北京:科学出版社,1983.
- [10] 布列霍夫斯基赫和雷桑诺夫.海洋声学基础[M].北京:海洋出版社,1985.



- [11] H. W. Marsh. Reflection and Scattering of Sound by the Sea Bottom[J].JASA, 36, 2003 (A), 1964.
- [12] John A. Knauss. Introduction to Physical Oceanography[M]. Prentice-Hall, Inc.1978.
- [13] 尚尔昌.海底反射参数平均场强结构的控制[J].海洋学报, 1979.
- [14] Kinsler and Frey. Fundamentals of Acoustics[M]. Third Edition, 1982.
- [15] 马特维柯,塔拉休克.水声设备作用距离[M].北京:国防工业出版社,1981.
- [16] Cohen, Einsfein. Continuous Gradient Ray Tracing System (CONGRATS) II, U.S.Nav.Underwater Syst.Center Rep. 1069, 1970.
- [17] Cornyn.Grass A Digital Ray-tracing and Transmission Loss Prediction System, VOL I Overall Description. U.S.Nav.Res. Lab.Rep.7621, 1973.
- [18] 布列霍夫斯基赫.分层介质中的波[M].第二版.北京:科学出版社,1985.



## 第3章 水声信道特性

在前几章中,我们详细分析了声在海中传播损失的概念,海洋的基本声学特性、海洋中的混响、水声噪声等海洋中声的基本特性。在此基础之上,现在我们从通信系统的角度来分析海洋作为声传播的信道,具有怎样的信道特性。首先简单介绍一下信道基础知识,然后再具体分析水声信道的特性。

### 3.1 信道基础

信道是通信系统必不可少的组成部分,而信道中的噪声又是不可避免的。因而,对信道和噪声的研究仍是研究通信问题的基础。

信道是信号的传输通道,一般指传输媒质,大体上它可分为有线信道与无线信道两类。有线信道包括对称电缆、同轴电缆及光缆等。而无线信道有地波传播、短波电离层反射、超声波或微波视距中继、人造卫星中继及各种散射信道等,我们现在讨论的水声信道也属于一种无线信道。信道的这种分类是直观的,从研究消息传输的观点来说,信道的范围还可以扩大,除包括传输媒质外,还可以包括有关的变换装置(如:发送设备、接收设备、馈线与天线、调制器、解调器等)。我们称这种扩大范围的信道为广义信道,而称前者为狭义信道。在讨论信道的一般原理时,我们采用广义信道。不过,狭义信道(传输媒质)是广义信道十分重要的组成部分,通信效果的好坏,在很大程度上将依赖于狭义信道的特性,因此,在研究信道的一般特性时,“传输媒质”仍是讨论的重点。今后,为了叙述方便,常把广义信道简称为信道。

广义信道按照它的功能,可以划分为调制信道与编码信道。所谓调制信道是指图 3-1 中调制器输出端到解调器输入端的部分,从调制与解调的角度来看,调制器输出端到解调器输出端的所有变换装置及传输媒质,不论其过程如何,只不过都是对已调信号进行某种变换。我们只需要关心变换的最终结果,而无须关心其详细的物理过程。因此,研究调制与解调时,采用这种定义是方便的。

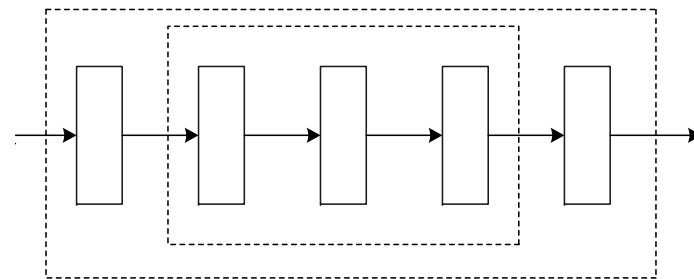


图 3-1 调制信道与编码信道

同理,在数字通信系统中,如果我们仅着眼于讨论编码与译码,采用编码信道的概念是十分有益的。所谓编码信道是指编码器输出端到译码器输入端的部分。这样定义是因为从编码的角度看来,编码器的输出是某一数字序列,而译码器的输入同样也是某一数字序列,它们可能是不同的数字序列。因此,从编码器输出端到译码器输入端,可以用一个对数字序列进行变换的方框来加以概括。当然,根据我们研究的对象和关心的问题不同,也可以定义其他范畴的广义信道。

为了分析信道的一般特性及其对信号传输的影响,我们在信道定义的基础上,引入调制信道与编码信道的数学模型。

#### 3.1.1 调制信道模型

首先,讨论调制信道模型。在具有调制与解调过程的任何一



种通信方式中, 调制器输出的已调信号即被送入调制信道。对于研究调制与解调的性能而言, 可以不管信号在调制信道中做了什么样的变换, 以及选用什么样的传输媒质, 我们只需要关心已调信号通过调制信道后的最终结果, 即只需要关心调制信道输出信号与输入信号之间的关系。

对调制信道进行大量的考察之后, 可以发现它具有如下共性。

- (1) 有一对(或多对)输入端和一对(或多对)输出端;
- (2) 绝大多数的信道都是线性的, 即满足叠加原理;
- (3) 信号通过信道具有一定的延迟时间, 而且它还会导致(固定的或时变的)损耗;
- (4) 即使没有信号输入, 在信道的输出端仍有一定的功率输出(噪声)。

根据上述共性, 我们可以用一个二对端(或多对端)的时变线性网络来表示调制信道。这个网络便称为调制信道模型, 如图3-2所示。

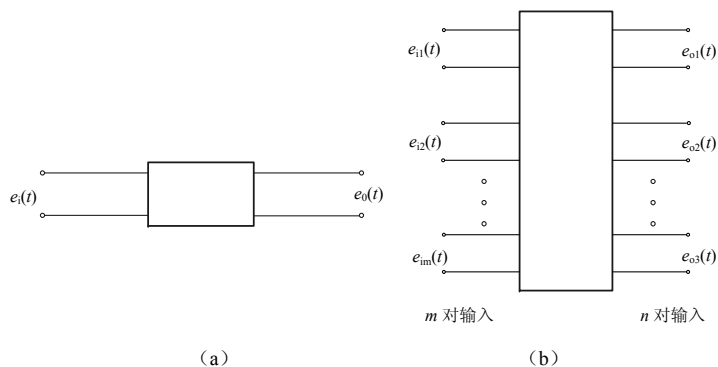


图 3-2 调制信道模型

对于二对端的信道模型, 其输出与输入的关系应该有

$$e_0(t) = f[e_i(t)] + n(t) \quad (3-1)$$



式中,  $e_i(t)$ ——输入的已调信号;

$e_0(t)$ ——信道总输出波形;

$n(t)$ ——加性噪声(或称加性干扰)。

这里  $n(t)$  与  $e_i(t)$  无依赖关系, 或者说,  $n(t)$  独立于  $e_i(t)$ 。

$f[e_i(t)]$  表示已调信号通过网络所发生的(时变)线性变换。现在, 我们假定能把  $f[e_i(t)]$  写成  $k(t)e_i(t)$ , 其中,  $k(t)$  依赖于网络的特性,  $k(t)$  反映网络特性对  $e_i(t)$  的作用。 $k(t)$  的存在, 对  $e_i(t)$  来说是一种干扰, 式(3-1)可表示为

$$e_0(t) = k(t)e_i(t) + n(t) \quad (3-2)$$

式(3-2)即为二对端信号的一种数学模型。

由以上分析可见, 信道对信号的影响可归结为两点: 一是乘性干扰  $k(t)$ , 二是加性干扰  $n(t)$ 。如果我们了解  $k(t)$  与  $n(t)$  的特性, 就能搞清楚信道对信号的具体影响。信道的不同特性反映在信道模型上仅为  $k(t)$  及  $n(t)$  不同而已。

通常乘性干扰  $k(t)$  是一个复杂的函数, 它可能包括各种线性畸变。同时, 由于信道的延迟特性和损耗特性随时间进行随机变化, 故  $k(t)$  往往只能用随机过程来表述。不过, 经过大量观察表明, 有些信道的  $k(t)$  基本不随时间变换, 也就是说, 信道对信号的影响是固定的或是变化极为缓慢的; 而有些信道却不然, 它们的  $k(t)$  是随机快变化的。因此, 在分析乘性干扰  $k(t)$  时, 可以把信道粗略分为两大类: 一类称为恒(定)参(量)信道, 即它们的  $k(t)$  可看成不随时间变化或基本不变化; 另一类则称为随(机)参(量)信道, 它是非恒参信道的统称, 或者说, 它的  $k(t)$  是随机快变化的。



### 3.1.2 编码信道模型

现在, 再来讨论编码信道模型, 它与调制信道模型有明显的不同。调制信道对信号的影响是通过  $k(t)$  及  $n(t)$  使已调信号发生模拟性的变化; 而编码信道对信号的影响则是一种数学序列的变换, 即把一种数学序列变成另一种数学序列。因此, 有时把调制信道看成是一种模拟信道, 而把编码信道看成是一种数学信道。

由于编码信道包含调制信道, 故它要受调制信道的影响。不过, 从编码和译码的角度来看, 这个影响已反映在调制器的输出数学序列中。即输出数字将以某种概率发生差错。显然, 如果调制信道越差, 即特性越不理想和加性噪声越严重, 则发生错误概率将会越大。因此, 编码信道模型可看作数字的转移概率来描述。例如, 最常见的二进制数字传输系统的一种简单的编码信道模型如图 3-3 所示。我们说这个模型是“简单的”, 这是因为这里假设解调器每个输出码元的差错发生是相互独立的。或者说, 这种信道是无记忆的, 即一码元的差错与前后码元是否发生差错无关。在这个模型里,  $p(0/0)$ 、 $p(1/0)$ 、 $p(0/1)$  及  $p(1/1)$  称为信道转移概率, 其中,  $p(0/0)$  与  $p(1/1)$  是正确转移的概率, 而  $p(1/0)$  与  $p(0/1)$  是错误转移概率。

根据概率的性质可知

$$p(0/0) + p(1/0) = 1$$

$$p(1/1) + p(0/1) = 1$$

转移概率完全由编码信道的特性所决定。一个特定的编码信道有确定的转移概率。但应该指出, 转移概率一般需要对实际编码信道作大量的统计分析才能得到。

由无记忆二进制编码信道模型可以很容易推出无记忆多进制



的模型。图 3-4 给出一个无记忆四进制编码信道模型。

需要指出, 如果编码信道是有记忆的, 即信道中码元发生差错的事件是非独立事件, 则编码信道模型要比图 3-3 或图 3-4 所示的模型复杂得多, 信道转移概率表示式也变得很复杂。这些就不再进一步讨论了。

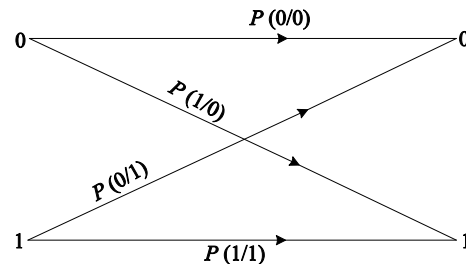


图 3-3 二进制编码信道模型

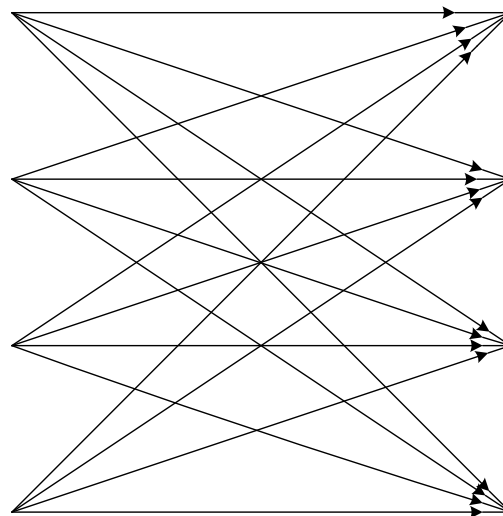


图 3-4 无记忆四进制编码信道模型



## 3.2 水声信道特点

水声信道的研究是水声通信技术研究的重要环节，其复杂多变性一直影响着水声通信研究的发展。

从广义的角度来说，水声信号传播经过的路径就是水声信道，它包括水体、海面、海底。水声信道是较雷达信道更为复杂的信道，许多在雷达或其他领域已经比较成熟甚至已经得到成功应用的理论和技术在声呐中都难以达到预期的效果，其中一个重要的原因就是信道的影响。

海洋环境由于受温度、盐度、深度、梯度、水流、水域、季节、气候、风浪、温层、流层、界面的反射与折射等因素的影响，使得水声信道相当复杂，接收到的信号也通常会畸变，有时甚至会淹没在噪声之中。

因此，可以说作为水声信道的海洋介质是一个高噪声、强混响、信道带宽窄、多途效应的干扰严重的信道，又是一个时变、空变、频变的信道。其主要特征表现为：传播损失、多径效应、频散效应。

### 3.2.1 有限通信带宽

水声信道带宽受限的主要机理是海洋中水声信号的吸收损失，它与水声信号的频率有着紧密的联系，因为海水成分很复杂，所以声波传递时就被吸收了一部分，而且频率越高吸收就越厉害，对于频率低的声波海水反而吸收少。低频段的声波是目前在海水作为远程传输的唯一有效工具。据专家测得结果表明，声波频率在 4 000 Hz 左右为远距离传递的最佳频率。水声信道带宽受限的另一个原因是受水声换能器带宽的限制。传输媒质的吸收损失与水声信号频率的大致关系为：



$$\alpha = \frac{0.1f}{1+f^2} + \frac{40f}{4100+f^2} + 2.75 \times 10^{-4} f^2 + 0.003$$

其中， $f$  为以 kHz 为单位的声波频率；声波吸收系数  $\alpha$  单位为 dB/km。上式中第一项表示 4℃ 左右  $\text{MgSO}_4$  的弛豫吸收，第二项表示 4℃ 左右 1 kHz 附近的低频弛豫吸收，第三项表示 4℃ 左右纯水的粘滞吸收。从上式可以看出，海水中的声吸收系数主要取决于工作频率，在低频段第一、二项起主导作用，在高频段第三项起主导作用。图 3-5 给出了频率（对数刻度）从 10 Hz~100 kHz 范围内，吸收系数（对数刻度）的变化曲线。从曲线变化走势看，随着工作频率的增加，吸收系数是单调上升的，因此水声通信系统的作用距离与所使用的工作频段密切相关。对于中、远距离应用来说，一般的工作载波频率在 20 kHz 以下，带宽为几 kHz，由此可见，水声信道的带宽是非常窄的。

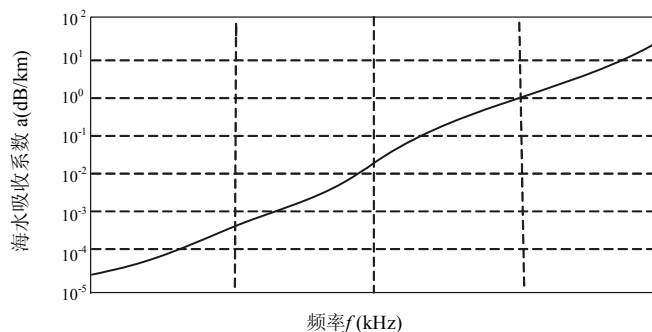


图 3-5 频率从 10 Hz~100 kHz 范围内海水吸收系数变化曲线

通常，水声通信的低频带频率小于 15 kHz，中频带频率为 15~150 kHz，高频带频率为 150~1 500 kHz。作用距离 1~10 千米的系统通常使用上限 10~100 kHz 的频率，这时系统多工作于浅海；远距离通信的首选频段是 0~20 kHz。目前，水声通信中的使用频



段有着明显向低频拓展的趋势，因此，低频段通信仍是最有实用前途的通信。

由于水声信号可以利用的频率范围非常窄，这就使得水声通信声呐和定位声呐联合工作非常困难，水下远距离传输的水声信号频率通常在 10 kHz 以下，如果把要求放宽，水声通信可以使用的频率也不超过 50 kHz。西方国家对水下数字通信的频率有一个大致的规定，即水下声音通信的带宽为 200~3 400 Hz，采样频率为 8 kHz，这与陆地上 AT&T 规定的数字音频通信是一致的。此外，对其他种类所使用的频率规定如下：

水声信标（浮标）：	10 kHz
紧急救援：	13 kHz
潜水钟：	37.5 kHz
北约（NATO）	
水声通信载频：	18.0875 kHz
商用水下载体：	25 kHz
英国皇家海军：	40.2 kHz
北约海军：	42 kHz

### 3.2.2 多途径效应

多径传播是制约水声通信应用的一个严重问题。所谓多径传播，简单地说就是在声源和接收器之间不止一条传播路径。在经典射线声学中，对声场的描述是由射线来传递声能量的，从声源出发的射线按一定的路程行走而到达接收点，接收到的声场是所有到达射线的叠加结果。

多途径效应本质上是前向散射，为所有的声呐系统（主动、被动、通信等）中非常突出的，但又很难克服的水声干扰。其形成机理是声信号在水声信道传播过程中，由于介质中随机分布的杂乱散射体或随机不平整界面所产生的随机散射，以及声信号在



水声信道中的反射（海底、海面或障碍物）与折射（温度、盐度、深度的变化产生声速梯度），导致在接收机输入端形成的响应。当多途径效应是水声通信的主要制约因素（相对于其他噪声而言），这样的水声通信系统可以称为多途限制系统。由多途径效应产生的机理可推断：在浅海域由于边界情况复杂、水中散射体多、介质分布比较不均匀等因素影响，则浅海中多途径效应对水声通信的影响要比深海严重得多；另外也可以看出多途径影响会随不同工作频率、不同时间、不同空间的变化而变化，这样的结论与海上实测的结论是吻合的。图 3-6 和图 3-7 给出了中国科学院声学所根据海上实验结果所总结的浅海负跃层多途结构示意图。

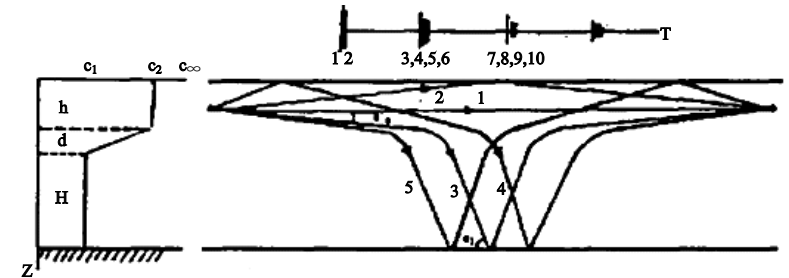


图 3-6 上发上收的多途径声线图

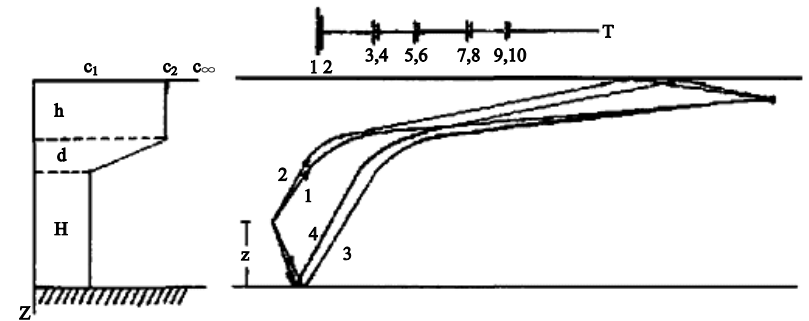


图 3-7 下发下收的多途径声线图



综上所述,多途径效应宏观上对接收信号的影响主要表现为:造成信号幅度的衰落和导致码间的干扰。

但尽管如此,任何事情都有其两面性,对于水声通信而言,多途径效应的存在不完全都是负面的影响。当通信距离增加,使得视距(LOS, Line of Sight)不存在的时候,此时恰恰必须利用多途径信号才能有效通信,其技术关键是要能合理设计出这样的方案,选择一条有效的路径,同时摒弃其他途径产生的干扰。

由于多途径信号是与发送端发射的信号完全相关的(当没有信号激励也就不存在多途径干扰),因此不能像克服噪声那样采用频带滤波或调整发射功率加以克服。这也是多途径干扰水声通信多年来进展缓慢的主要原因。下面给出一些抗多途径干扰的具体措施及必须注意的问题:①增加码元之间的保护间隔,但是这样会降低系统通信速率;②使用指向性的换能器(阵)减少到达接收端的路径数,但是这除了增加设备复杂程度外,还会对通信可操作性、方便性有很大的影响;③利用衰落的各种选择性,使用合适的分集技术,但是频率分集会增加对本已贫乏频率资源的开销、空间分集会增加设备复杂度、时间分集会降低系统通信速率;④利用合理的调制技术,比如扩频技术,但是扩频技术对通信带宽有要求;⑤根据作用距离,选择合理的工作频段,因为多途径效应与工作频率有关;⑥采用适当的自适应技术,但是由于海洋信道快速的时变特性,对自适应技术的实现要求很高;⑦根据不同的海况,采用不同的、行之有效的通信技术,但这对系统的设计要求很高。

### 3.2.3 海洋环境噪声

噪声是一种不需要的声音,它干扰系统的正常功能。海洋噪声的来源有自然噪声,也有人为造成的噪声。不同的噪声源呈现不同的方向特性和频谱特性。地震的扰动,风、雨使海面的搅动



和水分子的热运动等这些属于自然噪声。各种发声的鱼类也对海洋噪声作出了贡献。人为的噪声主要指的是远处航船产生的噪声。图3-8总结了一些常见的噪声源。

噪声信号是一种随机信号,因此不能用一个预先确定的时间函数来描述,只能通过长时间的观测来得到它的变化规律。既然噪声是随机信号,相应的,噪声声压值或置于噪声场中的水听器输出端的噪声电压相应的也是随机变量。

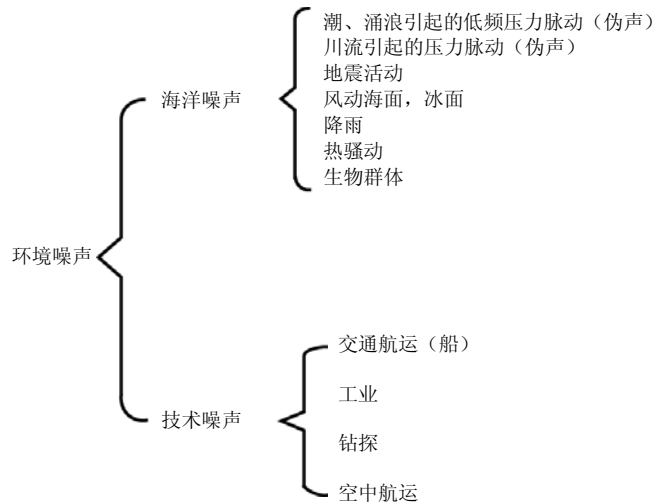


图3-8 常见的噪声源

近些年来,人们对深海领域有了更深入的认识。人们广泛利用海底深水水听器,在低于1 Hz至100 kHz的频段内对深海噪声进行了测量研究,其结果表明,在如此宽的频率范围内,自然噪声在不同的频率部分有不同的特性,而且随着自然环境,如风速等自然条件的变化,谱线各部分的形状及斜率也相应发生变化,但这种变化在谱线的不同部分是各不相同的。深海自然噪声主要有潮汐和波浪的海水静压力、地震扰动、海洋湍流、海洋行船、海面波浪、热噪声、波浪非线性互作用等。通常情况下,深海自



然噪声指的是多种源的综合效应,对应谱线的不同部分,是这些声源中的某个或某几个起着主要作用,其余声源的作用则是次要的。

相对而言,深海环境噪声情形是比较确定的,然而在近海、海湾和港口,环境噪声的变化却很大。在这些地方,浅海噪声的声源在不同的时间和不同的地点都显著不同。

在浅海中,某一频率下的背景噪声系大致由以下三类不同形式的噪声混合而成:①行船及工业噪声;②风成噪声;③生物噪声。在一个特定的时间和地点,噪声级取决于这些源的“混合”情况。因这种混合的情况随时间、地点而变,所以噪声级也就表现出时时处处有显著的变化性,也就是说噪声级是与时间和空间有关的不确定函数。因此,在海湾、港口以及近海地区,仅能给出噪声级的粗略指示。

### 3.2.4 时变、空变、随机性

海洋环境是非常复杂的,海洋中存在种类繁多的随机不均匀性。海面具有随机时变、空变的起伏的波浪;海水介质也是不均匀的,海水中有冷热不均的随机水团,称之为温度微结构;海水还有随机游动的鱼虾及浮游生物群;海底的地貌及声学特性也是随机不均匀的;海洋中还存在着随机的内波和潮汐。

海洋中的这些不均匀性都会对声场有影响。声信号在海洋传播过程中,海水介质及其边界的不均匀性会引起随机的声散射,反向散射同时回到声源附近的接收器的声能叠加形成所谓混响,前向散射的能量会导致接收信号幅度和波形的起伏变化。同样重要的是波浪会导致多途到达的信号相对相位关系发生随机变化,从而导致声场干涉的空间图案发生改变,接收信号因而发生随机变化。接收信号的统计特性既取决于散射声波的非相干能量成分,也和相干分量的干涉状态有关,即确定性声场的空间结构



也会对信号的统计特性起到重要的影响。

由于海水具有不均匀性,信号在水声信道中传播时,就会产生传播损失,而且随传播距离和信号频率的增加,传播损失也增大。它对水声通信系统的传播距离、信噪比、信号频率和系统带宽等都有很大的影响。

海洋的时变、空变、随机性对声速的影响也是非常大的。声速是温度、深度和盐度的函数。而温度又是深度、季节、地理位置(纬度)和气候条件的函数。海洋表面有时是非常光滑的反射体,有时又是随机散射声波的非常粗糙且扰动的表面,海底的构造、斜度及粗糙度也是变化多端的。所有这些因素都影响声音的传播。声速与海面及海底边界相互作用的效果产生了最终的声传播特性。

根据实验结果与理论分析,声速的典型公式如下:

$$c = 1449 + 4.6T - 0.055T^2 + 0.0003T^3 + (1.39 - 0.012T)(S - 35) + 0.017Z$$

式中, $c$ 为声速( $\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$ ), $T$ 为温度( $^{\circ}\text{C}$ ), $S$ 为盐度, $Z$ 为深度( $\text{m}$ )。

而温度、盐度这些参量与时间和空间地理位置又有很大的关联,所以讨论声速随深度变化的特性时,最好是将海洋划分成如图3-9所示的一系列水平分层,称为声速剖面。

海水的表面层从海面扩展到约150 m深度,这一层受局部气候甚至一天中不同时刻的影响很大。在平静的海况下,水温随着表面层的深度而迅速降低,导致了很强的声速负梯度。

表层以下的水温受风暴或瞬变因素的影响很小,但随季节却有很大的变化。此层被称为季节温度跃变层。它延伸到300 m左右,并具有负梯度的特征。第三层具有温度负梯度结构,被称为主温跃层。随着深度的增加,温度减小到接近冰点,声速逐渐下降到最小值,在中纬度区,这一深度大约在1000 m左右,称为深道轴。最下面一层为等温层。此层中声速随深度而增加,所以是正声速梯度。



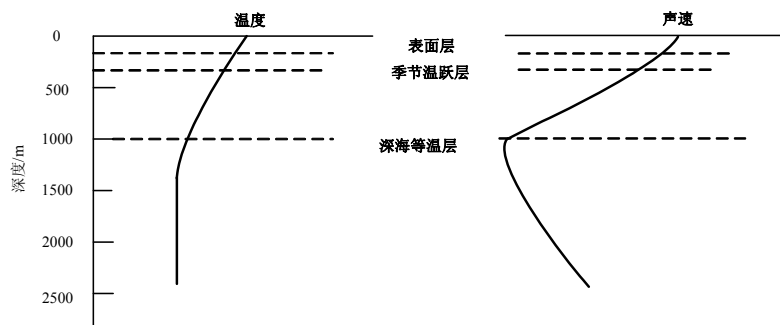


图 3-9 北太平洋中纬度区海洋典型声速剖面图

我国近海基本上是浅海大陆架。声速剖面图随季节变化更大。一般在冬天是等温层，而到夏天会出现明显的负梯度或负跃层。

### 3.2.5 多普勒效应

当声音和听测者之间的距离以较大的速率改变时，声音的音调会发生变化。这种声音的变化就称作多普勒效应。在一个运动着的目标截取从静止的声呐所发出的声脉冲，并把声波反射回去的过程中，存在着两种多普勒效应。第一种是接受者相对于固定的声源运动所产生的频移，第二种是当声源（即回波）相对于接受者（在回声定位时即发送原始脉冲的声呐）运动时所产生的频率漂移。令  $f_0$  是声呐发射的声音频率， $f_1$  是被运动着的目标所接受到的、并作为回波发送出去的频率。于是

$$\frac{f_1}{f_0} = \frac{C + U_t}{C}$$

多普勒频率扩散也是水声信道的一个重要特性。它主要是由于海洋介质的不均匀性造成的，也就是海洋信道的时变、空变性。

另外发端和收端的移动也是产生多普勒频移的因素。如果发端和收端移动，则由它们造成的多普勒频移就不相同，在水声信道的建模与仿真研究时，发端移动造成的多普勒频移要在发端直

接加入，而收端的多普勒频移要在延时和衰减后加入。但更为普遍的情况是介质、声源、观察者三者都在运动，假设分别以速度  $V_m$ ,  $V_s$ ,  $V_o$  运动时，则

$$\Delta f = \frac{V_s + V_o}{c + V_m - V_s} f$$

如果  $V_s$  和  $V_o$  不在一个方向，则上式中的  $V_s$  和  $V_o$  应分别理解为声源和观察者速度在两者连线上的投影。对于海中远距离的传输，经常没有视距 LOS (Line of Sight) 的直达路径。此时如果要严格计算多普勒频移必须根据海面、海底多次反射分段计算。从上式也可以看出，海中多普勒效应与电磁波（包括光波在内）的多普勒效应有几个不同之处：一是电磁波的多普勒频移仅与波源和观察者相对速度有关，而声波的多普勒频移不是单纯取决于声源和观察者的相对速度，还要看何者是静止的、何者是运动的；二是介质的运动不对电磁波多普勒频移产生任何影响，但是会对声波多普勒频移产生影响。

声波在海水中传播的多普勒频移是一个在零点几赫兹到几百赫兹范围内变化的随机数。当发端运动速度远小于声波在水中的传播速度，发射端和接收端运动造成的多普勒频移可以看成是相等的。但是在海洋环境下，由于洋流和波浪等的作用，接收机和发射机的运动都是不可避免的。因此，在实际的工作环境下，多普勒效应不可忽略。同时，因为水声通信的调制频率比较低，一般在 8~12 kHz 之间，所以即使是几十赫兹频移都会对信号的正确解调产生严重的影响。正是由于这一原因，在实际的接收系统中，总有一级是对接收信号进行多普勒频移修正。

## 3.3 水声信道模型

信道的物理特性决定着通信质量的好坏，整个水声通信系统



所采取的技术路线主要是由围绕如何克服信道特性对信息传输的影响而确定的。水声信道是一个非常复杂的时变、空变、频变的信道。水声信道在物理上可以看成是具有不同时延、不同频移、不同起始角的无数条传播路径的总和，这些路径通常是不相关的，相应的选择性衰落都是广义平稳的。

80年代中期认为，水声信道是一个以多途效应为主要特征的信道，与之对应的通信技术主要研究非相干通信技术，采用多频移键控信号（MFSK）克服信道多途效应，再用卷积码和维特比译码等技术，进一步减小误码率。达到的指标一般为传输速率数百比特，误码率可达  $10e^{-4}$ ，作用距离为数千米到 10 千米。

90年代，水声信道模型已经是多途、色散、时变的信道模型了，只是用相位的变化来表征多普勒频移的变化。WHOI 等开始进行相干通信技术研究，在多路判决反馈自适应均衡器中加入了用二阶锁相环构成的相位跟踪器，在冰下试验中取得了良好的效果。水声通信中信号相位变化的主要原因是由于水声信道的界面起伏和介质起伏，这是一个随机过程。二阶锁相环跟踪随机相位时效果不会很好，因此开始采用自适应滤波器为基础的自适应相位跟踪器来跟踪信号相位。而且决定此自适应滤波器系数的参数再自适应变化，即采用自最佳自适应的相位跟踪器；对判决反馈自适应均衡器，也采用自最佳技术。用多路自最佳判决反馈自适应均衡器和自最佳自适应相位跟踪器构成的接收机进行了大量的湖试，达到传输率与作用距离之积为 40 Kbits.km（浅海），误码率  $10e^{-4} \sim 10e^{-5}$ 。

### 3.3.1 水声信道的衰落特性

由于水声信道的随机起伏和多径效应，接受信号的幅度和相位会随着时间和频率发生变化，这种现象被称为衰落。水声信道中，多径效应引起的时间弥散，使得传输信号产生频率选择性衰落。多径的时变特性引起传输信号的频率扩散，最终导致传输波



形产生时间选择性衰落，实际上这两种衰落经常是伴随在一起的。

水声信道对传输信号的影响可以分为两个方面：一是由于信道的多径传播效应而引起的信号的波形衰落；另一种是由于信道的时变特性引起的信号波形起伏。无论是信号的衰落还是起伏都直接反映为信号的波形畸变和信息模糊。根据信道对传输信号的影响，海洋声信道的衰落效应可以分为慢衰落和快衰落，前者取决于在一段相对较长的时间内海洋状况的变化，而后者是由多径传播效应等因素引起的信号畸变。我们将着重分析由水声信道的多径效应所产生的衰落。

#### 1. 瑞利、莱斯衰落

在水声通信中，发生信号往往是以多条路径信号分量的形式到达接收端。不同路径的信号分量具有不同的传播时延、相位和振幅，它们的叠加会使接受信号相互增强或抵消。如果各条路径信号的幅值和到达接收端的方位角是随机的而且满足统计独立，则接收信号的包络服从瑞利分布。

设发射信号为  $A \cos w_0(t)$ 。则经过  $N$  条路径传播后的接受信号可表示为

$$r(t) = \sum_{i=1}^N a_i(t) \cos \omega_0 [t - \tau_i(t)] = \sum_{i=1}^N a_i(t) \cos [\omega_0 t + \varphi_i(t)] \quad (3-3)$$

式中， $a_i(t)$ 、 $\tau_i(t)$ 、 $\varphi_i(t)$  分别为第  $i$  条路径的接收信号的幅度、传播时延、附加相位， $\varphi_i(t) = -\omega_0 \tau_i(t)$ 。经大量的观察表明， $a_i(t)$  与  $\varphi_i(t)$  随时间的变化与发射载频的周期相比通常缓慢得多。因此，式（3-3）可改写为

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{i=1}^N a_i(t) \cos \varphi_i(t) \cos w_0 t - \sum_{i=1}^N a_i(t) \sin \varphi_i(t) \sin w_0 t \\ &= x(t) \cos w_0 t - y(t) \sin w_0 t \\ &= v(t) \cos [w_0 t + \varphi(t)] \end{aligned} \quad (3-4)$$



其中

$$\begin{cases} x(t) = \sum_{i=1}^N a_i(t) \cos \varphi_i(t) \\ y(t) = \sum_{i=1}^N a_i(t) \sin \varphi_i(t) \\ v(t) = \sqrt{x^2(t) + y^2(t)} \\ \varphi(t) = \arctan \frac{x(t)}{y(t)} \end{cases} \quad (3-5)$$

由于  $a_i(t)$  与  $\varphi_i(t)$  可以认为是缓慢变化的随机过程。因而  $x(t)$ 、 $y(t)$  以及包络  $v(t)$ 、相位  $\varphi(t)$  也是缓慢变化的随机过程， $r(t)$  为一窄带过程。

从式 (3-4) 可以看到，在波形上多径传播的结果使单一载频的确定信号  $A \cos \omega_0 t$  变成了包络和相位受到调制的窄带信号，这样的信号通常称之为衰落信号；在频谱上多径传播引起了频率弥散，即由单个频率变成了一个窄带频谱。

考虑大量路径引起的散射。由于  $x(t)$  与  $y(t)$  均为大量随机变量之和，故根据中心极限定理可知， $x(t)$  与  $y(t)$  分别服从正态分布或高斯分布，它们的概率密度函数可写为：

$$\begin{cases} p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}} \\ p(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_y} e^{-\frac{y^2}{2\sigma_y^2}} \end{cases} \quad (3-6)$$

式中， $\sigma_x$  和  $\sigma_y$  分别为  $x$  和  $y$  的标准差。

假定具有随机幅值相位的大量散射波以在  $[0, 2\pi)$  内均匀分



布的相位到达接收端，即  $\varphi_i$  为  $[0, 2\pi)$  内均匀分布的随机变量，由式 (3-5) 知，随机变量  $x$  和  $y$  具有相同的方差，令  $\sigma_x^2 = \sigma_y^2 = \sigma^2$ ，可得随机变量  $x$  和  $y$  的联合概率密度函数

$$p(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{x^2+y^2}{2\sigma^2}} \quad (3-7)$$

$$\text{令, } v^2 = x^2 + y^2, \varphi = \arctan \frac{y}{x},$$

则有

$$p(v, \varphi) v dv d\varphi = p(x, y) dx dy \quad (3-8)$$

可得到联合概率密度函数极坐标系表达形式

$$p(v, \varphi) = \frac{v}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{v^2}{2\sigma^2}} \quad (3-9)$$

由于  $p(x)$  和  $p(y)$  独立且服从于高斯分布，故  $p(v)$  和  $p(\varphi)$  也相互独立，且  $p(\varphi)$  为均匀分布，即  $p(\varphi) = 1/2\pi$ ， $\varphi \in [0, 2\pi)$ ，因此便可得到接收信号包络的概率密度函数

$$P(v) = \begin{cases} \frac{v}{\sigma^2} e^{-\frac{v^2}{2\sigma^2}}, v \geq 0 \\ 0, v < 0 \end{cases} \quad (3-10)$$

这就是 Rayleigh 分布。其中  $\sigma$  是包络检测前接收到的电压信号的均方根值。而  $\sigma^2$  就是包络检测前接收信号的时间平均功率。

如果发射端和接收端的多径传播中存在直射路径，由于该路径信号的强度往往比其他路径大得多，这时接收信号的包络将不再是 Rayleigh 分布，而变成 Rician 分布。相应的概率密度函数为



$$P(v) = \begin{cases} \frac{v}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{v^2 + A^2}{2\sigma^2}\right] J_0\left(\frac{Av}{\sigma^2}\right), & A \geq 0, v \geq 0 \\ 0, & v < 0 \end{cases} \quad (3-11)$$

式中, 参数  $A$  为直射路径的最高幅值;  $v$  为修正的零阶第一类 Bessel 函数。

## 2. 时延扩展与频率选择性衰落

假设发送端发射一个窄脉冲信号经过多径信道后, 由于各信道时延的不同, 接收到的信号为一串脉冲, 即接收信号的波形比原始脉冲展宽了, 由于信号波形的展宽是由信道的时延引起的, 所以称之为时延扩展。

时延扩展引起的频率选择性衰落, 频率选择性衰落可以用相干带宽描述。相干带宽表示信道在两个频移处的频率响应保持强相关情况下的最大频率差。

为了降低复杂度, 下面将以两径信道为例来讨论时延扩展与相干带宽之间的关系。设多径传播的路径只有两条, 并且认为到达接收点的两路信号具有相同的强度和一个相对的时延差。若令发射信号为  $f(t)$ , 则到达接收点的两路路径信号可以分别表示为  $V_0 f(t-t_0)$  和  $V_0 f(t-t_0-\tau)$ 。这里  $t_0$  是固定的时延,  $\tau$  是两条路径信号的相对时延差,  $V_0$  为幅度。上述的传播过程可以用图 3-10 描述。

输出信号

$$f_0(t) = V_0 f(t-t_0) + V_0 f(t-t_0-\tau) \quad (3-12)$$

设  $f_0(t)$  的频谱密度函数为  $F(\omega)$ , 则

$$V_0 f(t-t_0) \leftrightarrow V_0 F(\omega) e^{-j\omega t_0} \quad (3-13)$$



$$V_0 f(t-t_0-\tau) \leftrightarrow V_0 F(\omega) e^{-j\omega(t_0+\tau)} \quad (3-14)$$

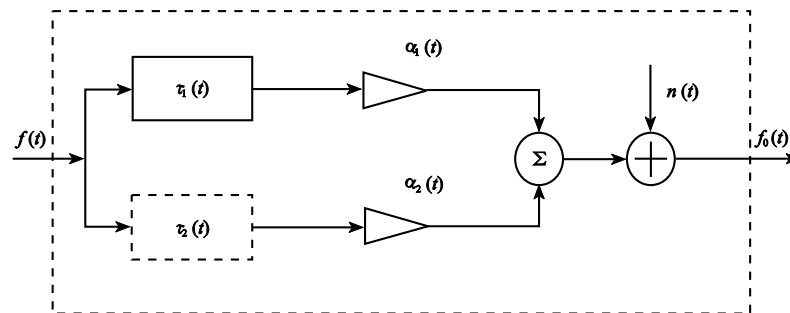


图 3-10 双路径信道的等效信道

则可得到输出信号  $f_0(t)$  的频谱密度函数为

$$F_0(\omega) = V_0 F(\omega) e^{-j\omega t_0} (1 + e^{-j\omega \tau}) \quad (3-15)$$

这样, 两路传输系统的传递函数为:

$$H(\omega) = \frac{F_0(\omega)}{F(\omega)} = \frac{V_0 F(\omega) e^{-j\omega t_0} (1 + e^{-j\omega \tau})}{F(\omega)} = V_0 e^{-j\omega t_0} (1 + e^{-j\omega \tau}) \quad (3-16)$$

由此可见, 除了常数因子  $V_0$  外, 所求的传输特性是由一个模值为 1、固定时延为  $t_0$  的网络与另一个特性为  $(1 + e^{-j\omega \tau})$  的网络级联所组成。后一个网络的幅频特性为:

$$\begin{aligned} |(1 + e^{-j\omega \tau})| &= |1 + \cos \omega \tau - j \sin \omega \tau| \\ &= \sqrt{(1 + \cos \omega \tau)^2 + (\sin \omega \tau)^2} \\ &= \sqrt{2 + 2 \cos \omega \tau} \end{aligned} \quad (3-17)$$

可以看到两径传播的幅频特性依赖于  $\cos \omega \tau$ , 也就是说, 对于不同信号中不同的频率成分, 两径传播的结果将有不同的



衰减。例如，两个极端的情况是：在  $\omega = \frac{2n\pi}{\tau}$  时（ $n$  为整数），两路信号同相叠加，出现传输极点；当  $\omega = \frac{(2n+1)\pi}{\tau}$  时（ $n$  为整数），两路信号反相抵消，出现传输零点。等效信道的幅频特性如图 3-11 所示。

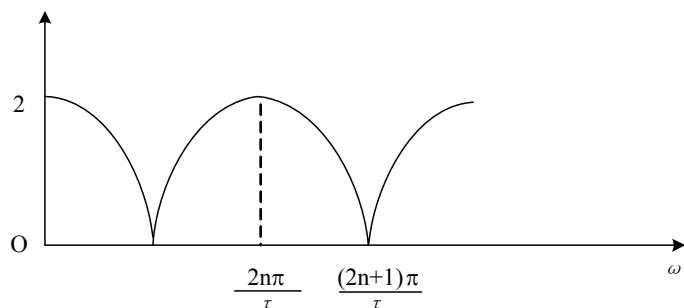


图 3-11 等效信道的幅频特性

可以求得两个相邻峰点的相位差为

$$\Delta\theta = \Delta\omega \times \tau = 2\pi \quad (3-18)$$

由式可得

$$\Delta\omega = \frac{2\pi}{\tau} \quad (3-19)$$

则相干带宽

$$B_{\text{coh}} = \frac{\Delta\omega}{2\pi} = \frac{1}{\tau} \quad (3-20)$$

由式 (3-20) 可知相干带宽与时延扩展成反比。相干带宽是信道频率选择性的测度，若发射信号带宽  $B_s > B_{\text{coh}}$ ，则接收信号为频率选择性衰落。相干带宽与信号带宽之比越小，则信道的频率选择性就越强；反之，相干带宽与信号带宽之比越大，则信道的频



率选择性就越弱。若发射信号带宽  $B_s \ll B_{\text{coh}}$ ，则接收信号的频率选择性衰落为平坦衰落。

实际中信道的路径一般都多于两条，而且由于水声传输介质的缓变，相对时延差  $\tau$  随时间变化，另外传媒的传输特性本身就随时间缓慢变化，因此传媒对不同的频率成分有不同的、随机的响应，这些因素都会加剧信道的频率选择性衰落。

### 3. 多普勒扩展与时间选择性衰落

多普勒频移是由发射机和接收机之间的相对运动或信道中水的流动引起的。单向传输时的多普勒频移

$$\Delta f = \frac{v}{c} \cdot f \cdot \cos \varphi \quad (3-21)$$

式中， $v$  为发射端与接收端相对径向运动的速度， $c$  为声速， $f$  为传输信号的频率， $\varphi$  为径向运动速度与信号传输方向之间的夹角。

多普勒扩展是一种由多普勒频移现象引起的衰落过程的频率扩散，又称为时间选择性衰落。多普勒扩展的物理含义为，当发射一频率为  $f_c$  的单频正弦信号时，其频谱特性为对应频率  $f_c$  处的一条谱线，当这个单频信号被发射后，由于多普勒频移的作用，接收信号的频谱会从频率为  $f_c$  的谱线扩散为  $f_c - f_D$  到  $f_c + f_D$  的有限谱带宽。接收信号的多普勒功率谱上取非零值的多普勒频率的取值范围定义为信道的多普勒扩展，用  $\sigma_D$  来表示。多普勒扩展  $\sigma_D$  可以用信道的相干时间  $T_{\text{coh}}$  来表征， $T_{\text{coh}}$  就是两个瞬时时间的信道冲击响应处于强相关情况下的最大时间间隔。多普勒扩展与相干时间有近似关系  $\sigma_D \approx 1/T_{\text{coh}}$ ，可以看到相干时间与多普勒扩展成反比，它是信道随时间变化快慢的一个测度，若发射基带信号符号周期  $T_s < T_{\text{coh}}$ ，则信道为慢衰落信道。相干时间越大，信道的



变化越慢；反之，相干时间越小，信道变化越快。若发射基带信号符号周期  $T_s > T_{\text{coh}}$ ，则信道为快衰落信道。

### 3.3.2 水声信道的几种模型

以上简要介绍了水声信道对通信性能影响较大的物理效应，这些物理效应产生的原因很多，其规律是很复杂的。在水声学中，通常用声场模型来描述声波的传播规律。声波的传播过程是一种波动过程，这一波动过程可用波动方程来描述，声场分析就是在给定条件下解波动方程，从而得到波动过程的一般规律。

在均匀理想流体介质中，小振幅声波的三维波动方程为：

$$\nabla^2 p = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} \quad (3-22)$$

式中， $P$  为声压， $c$  为声速， $\nabla^2$  为拉普拉斯算子。在稳定的简谐声源产生的稳态声场中，波动方程 (3-22) 可简化为：

$$\nabla^2 p + k^2 p = 0 \quad (3-23)$$

式中， $k = \omega/c$  为波数。方程 (3-23) 又称为 Helmholtz 方程。

在一般宏观非均匀介质中，密度  $\rho$  和声速  $c$  均是空间函数，此时不能直接得到关于  $P$  的波动方程，可以引入波函数：

$$\psi \equiv \frac{1}{\sqrt{\rho}} p \quad (3-24)$$

得到关于  $\psi$  的波动方程：

$$\nabla^2 \psi + K^2(x, y, z) \psi = 0 \quad (3-25)$$

$$\text{其中, } K^2 = k^2 + \frac{1}{2\rho} \nabla^2 \rho - \frac{3}{4} \left( \frac{1}{\rho} \text{grad} \rho \right)^2 \quad (3-26)$$



严格求解方程 (3-23) 或 (3-25) 都是复杂的甚至是不可能的，因此对于实际海洋信道，往往按其物理和几何特征分成几种特殊类型来讨论，以求得方程的近似解；不同解的形式形成了不同的声场模型，一般常用的声场模型有以下 5 种：射线理论模型、简正波模型、多途扩展模型、快速场模型、抛物线方程 (PE) 模型。下面简要介绍射线理论模型与简正波模型。

#### 1. 射线理论模型

在经典射线声学的范畴内，对声场的描述是由声线来传递声能量的，从声源出发的声线按一定的路径到达接收点，接收到的声能是所有到达声线的叠加结果。由于声线都有一定的路径，相应的有一定的到达时间和相位。每根声线管携带的能量守恒，声线强度由声线管的截面变化而确定。由此在射线声学的范围内有两个基本的方程，一个用于确定声线行走规律的程函 (Eikonal) 方程，一个用于确定单根声线强度的强度方程，这两个方程可以在一定的近似条件下得到。在射线理论中，波动方程的近似解为声压幅度函数  $A(x, y, z)$  和相位函数  $P(x, y, z)$  的乘积，即：

$$\psi(x, y, z) = A(x, y, z) e^{ip(x, y, z)} \quad (3-27)$$

将式 (3-27) 代入 Helmholtz 方程 (3-23) 式，得：

$$[\nabla P]^2 = k^2 \quad (3-28)$$

即为程函方程，由它可确定射线的轨迹；(3-23) 式为强度方程，由它可确定声线的强度。

射线理论最重要的实用结果就是 Snell 定律，它描述在声速变化的介质中声线的折射规律，Snell 指出：在等速层组成的介质中，在层的边界上，声线的掠射角： $\theta_1, \theta_2, L$  与层中的声速  $c_1, c_2, L$  有关，其关系式为：



$$\frac{\cos \theta_1}{c_1} = \frac{\cos \theta_2}{c_2} = L = \text{常数} \quad (3-29)$$

射线理论是几何声学的近似理论, 不考虑传输中声能的衰减, 声线图可给声场以直观、形象的理解, 是解释声场的一种重要方法: 但若声线在一个波长的范围内发生弯曲或声强发生变化, 这种方法就不能给出可信赖的声场图像, 因此只适应高频声传输情况。

## 2. 简正波模型

简正波解是波动方程精确的积分解, 它用简正波 (特征函数) 来描述声传播, 每一个特征函数都是波动方程的一个解, 把简正波叠加起来, 以满足边界条件和源条件, 就得到简正波解; 对于无水平梯度的分层介质中的点源声场, 简正波场可表示为柱坐标下深度函数  $U(z)$  和距离函数  $\phi(r)$  的乘积, 即:

$$\psi(r, z) = U(z) \cdot \phi(r) \quad (3-30)$$

将式 (3-30) 代回 (3-23) 式, 并进行变量分离可得:

$$\frac{d^2 U}{dz^2} + (k^2 - \zeta^2) U = 0 \quad (3-31)$$

$$\frac{d^2 \phi}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d\phi}{dr} + \zeta^2 \phi = 0 \quad (3-32)$$

式 (3-31) 为深度方程, 即简正波方程, 它给出了声波在深度方向上的驻波分布; 式 (3-32) 为距离方程, 它给出声波在距离方向上的行波解, 描述了声波的传输特性。简正波方程式 (3-31) 可归结为特征值问题, 它的解称为 Green 函数; 距离方程 (3-32) 是一个零阶 Bessel 方程, 它的解是零阶 Hankel 函数。

简正波解是浅海声场分析的一个重要手段, 特别是考虑海底参数影响时, 它能完整地给出由海洋固有简正方式决定的声传播特性。简正波模式适合分层介质中的点源声场, 它忽略了各号简正波的相互作用和模型的连续谱结构。一般来说, 对于一定频率



的声信号, 仅有有限阶次的简正波可以在信道中传播, 频率越高, 可传播的简正波的阶次也越高; 频率越低, 简正波就越少, 相应的模型计算量也减少。因此简正波模型低频应用时具有精度高, 运算量少的优点。

用声场模型可以对信道的传播损失、频率特性、多径结构、时变脉冲响应等进行分析和预测。

## 3. 浅海水声信道模型

根据浅海水声信道的特点, 浅海水声信道可以建立两类模型: 一是建立一个  $N$  径非时变的确定性模型, 主要考察的是自多途和互多途对接收信号的影响和声波在海中的传播损耗, 关心的是接收信号的信干比 (SIR), 即信号功率与干扰功率之比。二是建立一个随机统计模型, 对于近距离的浅海水声信道可以建立一个莱斯衰落和加性高斯白噪声信道模型; 对于中、远距离的浅海水声信道可以建立一个瑞利衰落和加性高斯白噪声信道模型。不仅考虑到信号多途传播的影响, 而且还考虑到环境噪声的影响, 以及水声信道的时变和频变特性, 关心的是接收信号的信噪比 (SNR), 即信号功率与噪声功率之比。

相干多途信道的冲激响应函数为:

$$h(t) = A_0 \delta(t - \tau_0) + \sum_{i=1}^{N-1} A_i \delta(t - \tau_i)$$

式中,  $A_i$ 、 $\tau_i$  为通过接收点的声线参数: 幅度和时延。决定冲激响应函数的声线集合称为本征声线簇。若声源发射信号为  $s(t)$ , 则在多途信道中的接收波形为

$$r(t) = A_0 s(t - \tau_0) + \sum_{i=1}^{N-1} A_i s(t - \tau_i) + n(t)$$

式中, 右边第一项为直达声, 第二项为多次界面反射声或折射声所产生的多途扩展, 第三项为干扰噪声。若多途扩展与直达声的



时延差大于码元宽度,则它与相继码元波形相重叠并产生干涉,称之为多途“码间干扰”。克服多途码间干扰的简单方法是在码元间留有足够长的等待时间,即要求码元间的时间间隔应大于多途时延扩展,这使得通信速率很低。

#### 4. 水声相干多途信道模型

声源发出携带信息的声波,通过海洋到达接收水听器。从通信论的观点来看,海洋就是声信道。它不但对发射的信号进行能量变换(声传播损失),而且对声源的发射波形也进行变换,因而声信道可以看作对发射波形进行变换的滤波器。一般来说,声信道是时、空变的随机信道,因此必须用时、空变的随机滤波器来描述,但从大多数应用场合来看,实验证明声信道可以用时不变的滤波器来描述。相干多途信道模型是指:介质和边界都是时不变的,声源和接收器的位置也是确定的,从声源发出的信号沿各种不同的途径到达接收点,它们互相干涉叠加,从而产生负载的空间干涉图案和复杂的滤波特性,接收信号因而产生畸变而与发射波形有了重大的差别。相干多途信道用时不变滤波器来描述,声波是微振幅波,满足叠加原理,因而可以合理地认为相干多途信道是线性的,可以用线性时不变滤波器来描述。

声线理论是发展最早,也是数学上最简单、物理上最直观的声场分析方法。在声线理论下,对声场的描述是通过声线进行的。由声源辐射的声能量沿声线向四周传播,其中部分声线按一定路径传播而到达接收点,这些声线称为本征声线,接收点处的是所有这些本征声线的叠加结果。基于声线理论的上述特点,一般都是选择声线理论来建立水声多径信道模型。

对于某一实际的海域,当海洋环境的声速梯度、发射声源和接收点各自的海深,以及两者之间的距离等海洋环境参数已知时,即可根据声线理论,计算出接收机处的本征声线。设本征声线有  $N$



条,则我们认为水声多径信道有  $N$  条路径。将沿第  $i$  条路径到达的信号幅度记为  $a_i$ ,由声线计算可得到  $a_i$  的值和沿第  $i$  条路径到达的信号时延  $\tau_i$ 。忽略介质吸收的频率特性,假定沿任何路径的声传播都没有色散现象,即意味着若声源发出一个  $\delta$  脉冲,沿每条单独的传播路径的声信号在传播过程中波形不变。因而相干多途信道的冲激响应函数为

$$h(t) = \sum_{i=1}^N a_i \delta(t - \tau_i) \quad (3-33)$$

对上式两边进行傅氏变换,得到信道的传递函数

$$H(f) = \sum_{i=1}^N a_i e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (3-34)$$

## 参考文献

- [1] 黄敏燕. 高频窄脉冲水声通信技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学水声工程学院, 2005.
- [2] 李萍. 远程水声信号遥控接收系统研究[D]. 西安: 西北工业大学, 2003.
- [3] 李霞. 水声通信中的自适应均衡与空间分集技术研究. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学水声工程学院, 2004.
- [4] 陈明. 扩频通信系统窄带干扰陷波抑制技术研究[D]. 四川: 西南交通大学, 2006.
- [5] 刘伟. 水声通信数字调制器的设计与实现[D]. 武汉: 华中科技大学, 2004.
- [6] 李枫. 一种 FSK 水下声通信接收系统的设计与实现[D]. 武汉: 华中科技大学, 2004.
- [7] 李媛媛, 许亮. 基于正交频分复用的水声通信系统[J]. 中国新通





- 信(技术版), 2007.01: 59-62.
- [8] Stojanovic.M.Catipovic, J.Proakis, J.G .Adaptive multichannel combining and equalization for underwater acoustic communications [J]. J.Acoustic . Soc, Am, 1993, 94 (3): 1621-1631.
- [9] 朱维庆. 海洋声学技术和信息处理[J]. 世界科技研究与发展, 2000, 22 (04): 41-44.
- [10] Kilfoyle, D.Baggeroer, A.B. The state of the art in underwater acoustic telemetry[J]. IEEE J. Oceanic Engineering, 2000, 25 (1): 4-27.
- [11] 程恩, 许俊, 黄联芬等. 水声数据通信系统研究[J]. 海洋科学, 2002, 26 (1): 1-5.
- [12] 孙博, 程恩, 欧晓丽. 浅海水声信道研究与仿真[J]. 无线通信技术, 2006, 03: 11-19.
- [13] 马雯, 黄建国, 张群飞. 基于多进制频移键控调制的水声远程信息传输技术研究[J]. 应用基础与工程科学学报. 2004, 12 (4): 370-375.
- [14] 许祥滨. 抗强多途径干扰的水声数字语音通信研究[D]. 厦门: 厦门大学, 2003.
- [15] 方志波. 浅海水声数字语音通信系统研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学信息与通信工程学院, 2005.
- [16] 刘胜兴, 许肖梅. 浅海水声信道中 Turbo 码性能研究[J]. 厦门大学学报(自然科学版), 2006, 45 (5): 656-659.
- [17] 张歆, 张小蓟. 浅海信道水声数字通信系统的性能分析[J]. 西北工业大学学报, 2000, 18 (4): 612-615.
- [18] 李启虎. 水声信号处理领域若干专题研究进展[J]. 应用声学, 2001, 20 (1): 1-5.
- [19] 杜功焕, 朱哲民, 龚秀芬. 声学基础[M]. 上海科学出版社, 1986.



- [20] Jonson M, Herold D, Catipovic J. The design and performance of a compact acoustic network node[C]. in Proc. OCEANIC'94, Brest, France, 1994. III. 467-471.
- [21] 孙枕戈. 基于声线理论信道模型的匹配被动定位[D]. 西北工业大学博士论文, 1995.
- [22] 林伟. 远程水声通信技术的研究[D]. 西北工业大学硕士论文, 2005.
- [23] 顾中国. 多载波高速水生通信系统及其信道均衡技术[D]. 西北工业大学硕士学位论文, 2002.
- [24] 曾兴雯, 刘乃安. 通信中的扩展频谱技术[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1995.
- [25] 张贤达, 保铮. 通信信号处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2000.
- [26] 杨士莪. 水声传播原理[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学出版社, 1994.
- [27] 金艳. 水声多径信道特征及抗多径盲均衡技术研究[D]. 西北工业大学硕士学位论文, 2003.
- [28] L.E.Virr, Role of electricity in subsea intervention[J]. IEEProc., 1.34 (6): 547-576, 1987.



编码、串行级联码以及 TCM 编码, 深入的研究和学习需要进一步参考相关文献。

## 第 4 章 水声信道编码技术

1948 年, C. E. Shannon 在 Bell 系统技术杂志 (B. S. T. J.) 上发表的著名论文“通信的数学原理”(A Mathematical Theory of Communication) 是信息科学发展的起点。香农 (shannon) 指出可以用编码方法实现有效而可靠地传送信息: 通过信源编码, 可以压缩信息, 实现信息的有效传输; 通过信道编码 (纠错码), 可以纠正信道的随机及突发错误, 实现信息的可靠传输。随着信息论与编码理论的发展, 各种编码技术在数据通信、网络安全、图像处理等领域得到了广泛的应用。

在电信系统的编码通信中, 通常将抗干扰任务交给信道编码来完成, 而信源编码侧重于消除冗余信息以压缩码率, 但这种处理思路对于水声通信来说并不是最完善的。事实上, 由于水声信道对声波码元的干扰比无线电信道要严重得多, 在水声通信中对信源编码也要特别考虑其抗干扰的能力。

水声信道非常复杂, 存在强多径效应、多普勒频移、信号衰落大、起伏效应严重、频带受限、海洋噪声影响大等诸多不利因素, 因此信息传输的有效性和可靠性较低。特别需要注意的是, 多径效应造成的码间干扰是影响数字传输系统性能的主要因素, 抑制多径传播引起的码间干扰是水声通信系统的主要任务。除了靠先进的调制解调技术、信道均衡技术等来克服多径效应等的影响外, 本章讨论的各种信道编码、信源编码技术亦是保证通信系统可靠性和有效性的重要附加手段。

本章针对水声信道的特点, 首先重点介绍各种编码技术, 特别是各种纠错编码技术, 并简要介绍信源编码技术, 为读者提供相关基础知识, 然后重点介绍水声通信中常用的 Patten——时延差

### 4.1 信道编码

水下声信号在传输过程中, 会受到干扰的影响。干扰分为乘性干扰和加性干扰, 乘性干扰引起的码间串扰可以采用均衡的方法予以纠正; 而加性干扰的影响则要采用其他的方法解决, 首先要从调制、解调、发送功率等方面来考虑, 仍不能满足要求时, 就要考虑采用差错控制的手段。

在差错控制的诸多方式中, 多数要求在接收端检查有无错码, 这就要求发送端在发送码元中加入一些差错控制码元 (监督码元), 通过这种冗余, 在接收端就可以发现甚至纠正错码。

Shannon 的有噪信道编码定理指出, 只要信息率低于信道容量, 就存在一种纠错编码方法, 使译码的差错概率任意小。纠错编码理论就是研究如何设计性能接近编码定理的编码和译码的方法和理论, 以实现数据能无误地通过信道进行传输。因此, 纠错编码也常常被称为信道编码。

远距离的水声信道是多径衰落加高斯白噪声信道, 水声信道无失真传输信息所需的信噪比要比单纯加性高斯白噪声信道要大得多, 如果水声通信要求的误码率  $P=10^{-6}$ , 则所需要的输入信噪比为几十 dB, 这个数量级是绝大多数水声信道所不能达到的, 针对水声信道的多径传播特性, 采用分级接收与合适的调制解调技术、信道均衡技术等可以在一定程度上提高通信的可靠性, 如果希望在一定信噪比的情况下, 进一步降低远程水声通信的误码率, 就必须采用纠错编码技术。纠错编码技术对改善远程水声通信的质量是有条件的, 这个条件就是信道原始的误码率不能高于某一门限值 (误码率范围为  $10^{-1} \sim 10^{-2}$ ), 仿真与实验证明, 传输特性



过分差的信道,采用差错控制技术不仅无益而且有害,所以纠错编码技术必须结合一定的调制解调技术、信道均衡技术等,使信道的原始误码率满足纠错码译码器的输入要求,否则就会越纠越错。

纠错编码技术的发展经过以下几个阶段:①20世纪50年代至60年代初,提出了各种有效的编码方法,奠定了线性分组码理论基础,如汉明码(Hamming码)、戈莱码(Golay码)、循环码、BCH码、RS码及卷积码等等。②20世纪60年代至70年代初,提出了各种有效的译码方法。③20世纪70年代至80年代,构造了代数几何码,如Goppa码。④20世纪80年代后,提出了更接近Shannon极限的串行级联码、纠错码与调制解调技术结合的网格TCM编码、Turbo码,以及低密度校验码(LDPC)等。

下面首先介绍编码理论的基本概念,介绍常用的RS码、卷积码、Turbo码、LDPC编码,对其他编码方法仅进行简要介绍。

### 4.1.1 信道编码定理及基本概念

#### 1. 信道编码定理

信道编码定理((Shannon)第二编码定理):每个信道具有确定的信道容量 $C$ ,对于任何小于 $C$ 的码率 $R$ ,存在有速率 $R$ ,码长为 $n$ 的分组码及 $(n_0, k_0, m)$ 卷积码,若用最大似然译码,则随着码长的增加其误码率 $P_e$ 可任意小,即 $P_e \rightarrow 0$ 。

这就是说,可以通过编码使通信过程实际上不发生错误,或者使错误控制在允许的数值之下。Shannon这一理论为通信差错控制奠定了理论基础。但这只是一个存在性定理,并没有给出编码的具体方法。

降低误码率 $P_e$ 通常有三种途径:①降低码率 $R$ 。用 $R=k/n$ 表示码字中信息位所占的比重,叫做编码效率或信息率,简称码率。 $n$ 为编码组的总位数,又称码组长度(码长), $k$ 是每组二进制信



息码元的数目。对于给定的信息速率,降低码率即提高了传输速率,从而增加了对带宽的要求。②增加信道容量 $C$ 。增加信道容量即可以增加系统带宽和信噪比,但在给定的信道带宽内,意味着增加信号功率来换取信道容量的增加。③增加编码长度 $n$ 。码长越大,误码率 $P_e$ 也就越接近Shannon限。

从Shannon第二编码定理中可以知道误码率 $P_e$ 与信道容量 $C$ 的关系,现在我们来讨论信道容量 $C$ 与哪些因素有关。

假设信道的带宽为 $B$ (Hz),信道输出的信号功率为 $S$ (W)及输出加性带限高斯白噪声功率为 $N$ (W),则可以证明该信道的信道容量为

$$C = B \log_2 (1 + S/N) \quad (\text{bit/s})$$

上式就是香农(Shannon)公式。由此可见,信道容量 $C$ 与带宽 $B$ 及信噪比 $(S/N)$ 有关。

#### 2. 基本概念

##### 1) 许用码组与禁用码组

把 $k$ 位信息码编码成 $n$ 位,称为 $(n, k)$ 码。所有可能的码字共有 $2^n$ 组。对 $k$ 位信息位,共有 $2^k$ 种信息组。取其中含有信息码组的 $2^k$ 个码组作为码字,称为许用码组。其余 $2^n - 2^k$ 码组不予使用,称为禁用码组。这样,在信息传输发生错误(只要不错为另一个许用码组)的情况下,信源发送的许用码组到达接收端后变成了禁用码组,因此可以发现传输错误,即经过编码后的码字具有了检错能力。

##### 2) 码距

在分组码中,把两个码字中对应码位上不同的位数定义为两码字的汉明(Hamming)距离,简称码距。在一种编码中,任意两个许用码字间距离的最小值,即码字集合中任意两码字间的最小距离,称为这一编码的最小汉明(Hamming)距离,通常以 $d_{\min}$ 表示;



### 3) 码重

在信道编码中, 定义码字中非零码元的数目为码字的汉明(Hamming)重量, 简称码重。在非零码字中, 重量最小者称为该码的最小汉明重量。对于线性码而言, 可以证明其最小汉明距离  $d_{\min}$  与最小汉明(Hamming)的重量相等。

### 4) 码距与纠检错能力的关系

定理:  $(n, k)$  线性码为检测  $e$  个错码的充要条件是最小码距:

$$d_{\min} \geq e + 1$$

定理:  $(n, k)$  线性码能纠  $t$  个错误的充要条件是最小码距:

$$d_{\min} \geq 2t + 1$$

定理:  $(n, k)$  线性码能在发现  $e$  个错误的同时纠  $t$  个错误 ( $e > t$ ) 的充要条件是最小码距:

$$d_{\min} \geq t + e + 1$$

有关上述定理的论证可参考相关文献, 此处不再赘述。本章重点介绍水声通信中常用的各种编码技术。

## 3. 纠错编码的分类

从不同的角度出发, 纠错编码可有不同的分类方法:

(1) 按码组的功能分, 有检错码和纠错码。

(2) 按监督码与信息码元之间的关系, 有线性码和非线性码。线性码是指监督码元与信息码元之间的关系是线性关系, 即它们的关系可用一组线性代数方程联系起来; 非线性码是指二者具有非线性关系。

(3) 按照对信息码元处理方法的不同, 有分组码和卷积码。所谓分组码是将  $k$  个信息码元划分为 1 组, 然后由这  $k$  个码元按照一定的规则产生  $r$  个监督码元, 从而组成长度  $n = k + r$  的码组。在分组码中, 监督码元仅监督本码组中的信息码元。其中, 分组码又可分为循环码和非循环码两种类型。循环码的特点是, 若将其全部码字分成若干组, 则每组中任一码字的码元循环移位后仍



是这组的码字。非循环码是任意 1 个码字中码元循环移位后不一定再是该码书中的码字。在卷积码中, 每组的监督码元不但与本码组的信息码元有关, 而且还与前面若干组信息码元有关, 即不是分组监督, 而是每个监督码元对它的前后码元都实行监督, 前后相连, 因此有时也称为连环码。

(4) 按照信息码元在编码后是否保持原来的形式不变, 可划分为系统码和非系统码。

(5) 根据纠正错误的类型分, 有纠正随机错误码与纠正突发错误码。

(6) 按照每个码元的取值, 可分为二元码与多元码, 也称为二进制码与多进制码。目前传输系统或存储系统大都采用二进制的数字系统, 所以一般提到的纠错码都是指二元码。

## 4.1.2 各种编码技术简介

### 1. 线性分组码

按照预定的线性运算规则(可由线性方程组来规定), 把信息码组变换成  $n$  位 ( $n > k$ ) 码字, 其中  $(n - k)$  个附加码元是由信息码元的线性运算产生的, 这样的码字称为线性分组码。在  $(n, k)$  分组码中, 有  $2^k$  个码字, 但由于加了线性条件,  $k$  维子空间的基底矢量只有  $k$  个, 通过这  $k$  个基底矢量的线性组合就可得到  $2^k$  个两两互异的全部码字。

一个  $(n, k)$  线性分组码, 通常用  $R = k / n$  表示码字中信息位所占的比重, 叫做编码效率或编码速率, 简称码率。它说明了信道利用效率, 所以也叫做传信率。 $R$  越大, 码的效率越高或传信率越高,  $R$  是衡量码性能的一个重要参数。

在  $(n, k)$  线性分组码中,  $n$  表示码长,  $k$  表示信息位的维数, 也就是子空间的维数, 设  $M = (m_1, m_2, \dots, m_k)$  是输入纠错码编码器的信息组, 则由纠错码编码器输出的码字  $C$  为:



$$C=MG$$

则  $G$  为该线性分组码  $(n, k)$  码的生成矩阵, 即

$$G = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & L & g_{1n} \\ g_{21} & g_{22} & L & g_{2n} \\ M & M & & M \\ g_{k1} & g_{k2} & L & g_{kn} \end{bmatrix}$$

生成矩阵  $G$  建立了信息码与生成码间的一一对应关系, 它起着编码器的变换作用。因此  $G$  的每一位数字都是消息数字的线性组合。应当指出, 一个子空间的基底矢量的选择不是唯一的, 所以生成矩阵  $G$  的选择也不是唯一的。各种形式不同的生成矩阵仅表示消息与码字之间不同的一一对应关系, 但  $2^k$  个消息的集合却对应着同一个  $(n, k)$  码的码字空间。

如下面的  $G_1$  和  $G_2$  都可作为同一个  $(6, 3)$  码的生成矩阵, 所对应的码字如表 1 所示。

$$G_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4-1-a)$$

$$G_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4-1-b)$$

表 1 所示的码, 虽然用了不同形式的生成矩阵, 但都属于同一个  $(n, k)$  码的码字空间, 因此它们的检错和纠错能力是一样的。不过, 它们之间还是有区别的。 $G_2$  生成的码, 其前  $k$  位与消息完全相同, 这种码称为系统码。

表1 用不同的生成矩阵得到的线性分组码

消 息	用 $G_1$ 得到的 $(6, 3)$ 码	用 $G_2$ 得到的 $(6, 3)$ 码
000	000000	000000



(续 表)

消 息	用 $G_1$ 得到的 $(6, 3)$ 码	用 $G_2$ 得到的 $(6, 3)$ 码
001	111000	001101
010	110101	010011
011	001101	011110
100	101011	100110
101	010011	101011
110	011100	110101
111	100110	111000

系统码的生成矩阵可用分块矩阵表示为

$$G = [I_k \ P] \quad (4-2)$$

式中,  $I_k$ —— $k \times k$  阶单位方阵;

$P$ —— $k \times (n-k)$  阶阵。

由此  $G$  生成的码称为系统码, 否则称为非系统码。显然在系统码的码组  $C = (c_{n-1}, c_{n-2}, \dots, c_0)$  中, 前  $k$  位  $(c_{n-1}, \dots, c_{n-k}) = (m_1, \dots, m_k)$  是信息位, 后  $n-k$  位  $(c_{n-k-1}, \dots, c_0)$  称为码字的监督位。

在线性分组码  $(n, k)$  中, 因为监督元和信息元间是线性关系, 所以每个码字中  $r$  ( $r=n-k$ ) 个监督元和信息元之间的关系为

$$HC^T = 0^T \quad CH^T = 0 \quad (4-3)$$

$H$  称为  $(n, k)$  线性码的一致监督矩阵, 即

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & L & h_{1n} \\ h_{21} & h_{22} & L & h_{2n} \\ M & M & & M \\ h_{r1} & h_{r2} & L & h_{rn} \end{bmatrix} \quad (4-4)$$

式中,  $C = (c_{n-1}, c_{n-2}, \dots, c_0)$ ;  $C^T$ 、 $0^T$  或  $H^T$  分别为  $C$ 、 $0$ 、 $H$  的转置矩阵

对  $H$  各行实行初等变换, 将后  $r$  列化为单位子阵, 则:

$$H = [QI_r] \quad (4-5)$$

变换后所得的矩阵, 后  $r$  列是一单位子阵的监督矩阵  $H$ , 称



为监督矩阵  $H$  的标准形式。

前面讨论了线性分组码的生成矩阵和监督矩阵，二者之间有着非常密切的关系。由于生成矩阵  $G$  的每一行都是一个码字，所以  $G$  的每行都满足

$HC^T = 0^T$ ，则有：

$$HG^T = 0^T \quad \text{或} \quad GH^T = 0 \quad (4-6)$$

因此，线性码的生成矩阵  $G$  和监督矩阵  $H$  的行矢量彼此正交。那么，由生成矩阵的行矢量组成的  $k$  维子空间和由监督矩阵行矢量组成的  $n-k$  维子空间互为零空间。可证明下式成立：

$$P=Q^T \quad \text{或} \quad P^T=Q$$

且有： $G = [I_k P] = [I_k Q^T]$  或

$$H = [Q I_r] = [P^T I_r] \quad (4-7)$$

因此，线性系统码的监督矩阵  $H$  和生成矩阵  $G$  之间可以相互直接转换。

线性分组码的伴随式译码：用监督矩阵编码，当然也用监督矩阵译码。当收到一个接收码字  $R$  后，可用监督矩阵  $H$  来检验  $R$  是否满足监督方程，即  $HR^T = 0^T$  是否成立。若关系式成立，则认为  $R$  是一个正确码字，否则判为码字在传输中发生了错误。因此， $HR^T$  的值是否为 0 是检验码字出错与否的依据。

把  $S = RH^T$  或  $S^T = HR^T$ ，称为接收码字  $R$  的伴随式（或监督子，或校验子）。

设发送码字  $C = (c_{n-1}, c_{n-2}, \dots, c_0)$ ，信道的错误图样为  $E = (e_{n-1}, e_{n-2}, \dots, e_0)$ ，式中：若  $e_i = 0$ ，表示第  $i$  位无错，若  $e_i = 1$ ，则表示第  $i$  位有错， $i = n-1, n-2, \dots, 0$ 。

接收码字  $R$  为

$$R = (r_{n-1}, r_{n-2}, \dots, r_0)$$

$$= C + E = (c_{n-1} + e_{n-1}, c_{n-2} + e_{n-2}, \dots, c_0 + e_0)$$

将接收字用监督矩阵进行检验，即求接收码字的伴随式：

$$S^T = HR^T = H(C+E)^T = HC^T + HE^T$$



由于  $HC^T = 0^T$ ，所以：

$$S^T = HE^T$$

将  $H = (h_1, h_2, \dots, h_n)$  ( $h_n$  表示  $H$  的列， $n=1, 2, \dots, n$ ) 代入上式得：

$$S^T = h_1 e_{n-1} + h_2 e_{n-2} + \dots + h_n e_0$$

由上面分析得到如下结论：

(1) 伴随式仅与错误图样有关，而与发送的具体码字无关，即伴随式仅由错误图样决定。

(2) 伴随式是错误的判别式：若  $S = 0$ ，则判没有出错，接收字是一个正确码字，若  $S \neq 0$ ，则判有错。

(3) 不同的错误图样具有不同的伴随式，它们是一一对应的，二元码伴随式是  $H$  矩阵中与错误码元所在位置对应列之和。

计算 (7, 3) 码接收码字  $R$  的伴随式。设 (7, 3) 码的监督矩阵为

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4-8)$$

发送码字  $C = (1010011)$ ，接收码字  $R = (1010011)$ ，接收端译码器根据接收码字  $R$  的计算伴随式为

$$S^T = HR^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = 0^T \quad (4-9)$$

因此，译码器判接收字无错，即传输中没有发生错误。



若接收字中有一位错误, 设接收码字  $R=(1110011)$ , 其伴随式为

$$S^T = HR^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4-10)$$

由于  $S^T \neq 0$ , 译码器判为有错, 即传输中有错误发生。(7, 3) 码是纠 1 个错误的码, 且  $S^T$  等于  $H$  的第二列, 因此判定接收码字  $R$  的第二位是错的。由于接收码字中错误码元数与码的纠错能力相符, 所以译码正确。

当码元错误多于 1 个时, 设接收码字  $R=(0011011)$ , 其伴随式为

$$S^T = HR^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-11)$$

$S^T$  不等于 0, 但与  $H$  矩阵的任何一列都不相同, 出现多位错误, 但无法判定错误出在哪些位上, 即此时只能发现有错。

## 2. 汉明码

汉明码是 1950 年由汉明提出的一种能纠正单个错误的线性分组码。它不仅性能好而且编译码电路非常简单, 易于工程实现,



因此是工程中常用的一种纠错码。汉明码是一种特殊的  $(n, k, d)$  线性分组码,  $m$  进制汉明码的参数  $n, k$  和  $d$  分别为

$$\text{码长: } n = \frac{m^{n-k} - 1}{m - 1}$$

$$\text{信息位数: } k = \frac{m^{n-k} - 1}{m - 1} - (n - k)$$

$$\text{监督位数: } r = n - k$$

$$\text{最小码距: } d_{\min} = 3$$

特别的, 二进制汉明码的参数  $n, k$  和  $d$  分别为

$$\text{码长: } n = 2^r - 1$$

$$\text{信息位数: } k = 2^r - r - 1$$

$$\text{监督位数: } r = n - k$$

$$\text{最小码距: } d_{\min} = 3$$

由于汉明码的最小距离是 3, 故汉明码能纠正一个随机错误或检测两个错误, 且码的校验矩阵  $H$  中任意两列线性无关。汉明码的监督矩阵  $H$  由一切  $r$  ( $r=n-k$ ) 维非零二元向量排列而成, 即  $H$  的列由所有非零的  $r$  维向量组成, 所以  $H$  的各列在并元和之下是封闭的, 一旦  $r$  给定, 就可构造出具体的  $(n, k)$  汉明码。

例如, 可构造一个二元的 (7, 4, 3) 汉明码。这时取  $r=n-k=3$ , 所有  $2^3=8$  个元素, 除全 0 以外的所有其余 7 个元素, 均可作为矩阵  $H$  的列, 所以该码的监督矩阵可选为

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4-12)$$

对矩阵进行列交换, 就可得到 (7, 4, 3) 系统汉明码的校验矩阵:



$$H = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4-13)$$

且可求出该 (7, 4, 3) 系统汉明码的生成矩阵  $G$  为

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4-14)$$

汉明码还有多种可能的变形, 例如有截短汉明码和增长汉明码等, 此处从略。

### 3. 循环码

循环码是十分重要的线性分组纠错码, 是线性分组码中最主要、最有用的一类, 目前对它的研究和应用也最多。循环码的特点有两个: 第一, 可以用反馈线性移位寄存器很容易地实现其编码和伴随式计算; 第二, 由于循环码有许多固有的代数结构, 从而可以找到各种简单实用的译码方法。目前发现的许多线性分组码都与循环码密切相关。由于循环码具有许多优良的性质, 所以它在理论和实践中都是十分重要的。

对一个线性码, 若将其中的任一个  $n$  维码字  $C=(c_{n-1}, c_{n-2}, \dots, c_0)$  循环右 (或左) 移  $i$  位得到的码组  $RC(i)$  ( $RC(i)$  表示将  $C$  的分量循环右移  $i$  位) 仍然属于该线性码, 则该线性码称为循环码。

1957 年普朗格 (Prange) 首先开始研究循环码, 此后人们对循环码的研究在理论和实践方面都取得了很大进展。现在循环码已成为研究最深入、理论最成熟、应用最广泛的一类线性分组码。在循环码中 BCH 码是最主要的一大类。汉明码、R-M 码、Golay 码、RS 码等均可变换成或纳入循环码内, 1970 年发现的 Goppa



码类中有一子类也属于循环码。

循环码可用多种方式进行描述, 在不同情况下使用不同的描述方式将有助于问题的深入研究, 这里介绍如何用多项式去描述循环码。由于任意一个  $n$  维矢量  $C=(c_{n-1}, c_{n-2}, \dots, c_0)$  都可以用一个次数不超过  $n-1$  的多项式唯一确定, 即:

$$C(x)=c_{n-1}x^{n-1}+c_{n-2}x^{n-2}+\dots+c_1x+c_0 \quad (4-15)$$

当  $C$  是一个码字时就称  $C(x)$  为相应码字的多项式。显然  $C$  与  $C(x)$  是一一对应的。因此任何一个  $(n, k)$  线性分组码都可以等价地看作一类由  $2^k$  个次数不超过  $n-1$  的多项式组成的集合。

码字  $C$  循环  $i$  次所得码字的码多项式为

$$C^i(x)=c_{n-1}x^{n-1}+c_{n-2}x^{n-2}+\dots+c_0x^i+c_{n-1}x^{i-1}+\dots+c_{n-i} \quad (4-16)$$

可以证明,  $C(x)$  的  $i$  次循环移位  $C^i(x)$  是  $C(x)$  乘  $x^i$  再除以  $x^n+1$  所得的余式。即:

$$C^i(x) \equiv x^i C(x) \bmod (x^n+1) \quad (4-17)$$

循环码的码字的  $i$  次循环移位等效于将码多项式乘  $x^i$  后再  $\bmod(x^n+1)$ 。这一表达式揭示了  $(n, k)$  线性码中码字多项式与码字循环移位之间的关系, 它对循环码的研究起着重要作用。

根据循环码的循环特性, 可由一个码字的循环移位得到其他非 0 码字。在  $(n, k)$  循环码的  $2^k$  个码多项式中, 取前  $k-1$  位皆为 0 的码多项式  $g(x)$  (其次数  $r=n-k$ ), 再经  $k-1$  次循环移位, 共得到  $k$  个码多项式:  $g(x), xg(x), \dots, x^{k-1}g(x)$ 。这  $k$  个码多项式显然是相互独立的, 可作为码生成矩阵的  $k$  行, 于是得到  $(n, k)$  循环码的生成矩阵  $G(x)$  为:

$$G(x) = \begin{bmatrix} x^{k-1}g(x) \\ x^{k-2}g(x) \\ \vdots \\ xg(x) \\ g(x) \end{bmatrix} \quad (4-18)$$

码的生成矩阵一旦确定, 码就确定了。这就说明,  $(n, k)$  循





环码可由它的一个  $(n-k)$  次码多项式  $g(x)$  来确定, 由  $g(x)$  生成了  $(n, k)$  循环码, 称  $g(x)$  为码的生成多项式, 即:

$$g(x) = g_{n-k}x^{n-k} + g_{n-k-1}x^{n-k-1} + \cdots + g_1x + g_0 \quad (4-19)$$

$g(x)$  有如下性质:

- (1) 在  $(n, k)$  循环码中存在一个  $(n-k)$  次码多项式。
- (2) 在  $(n, k)$  循环码中,  $(n-k)$  次码多项式是最低次码多项式。
- (3) 在  $(n, k)$  循环码中,  $g(x)$  是唯一的  $(n-k)$  次多项式。
- (4) 在  $(n, k)$  循环码中, 每个码多项式  $C(x)$  都是  $g(x)$  的倍式, 而每个为  $g(x)$  倍式且次数小于或等于  $n-1$  的多项式, 必是一个码多项式。
- (5) 任意  $(n, k)$  循环码的生成多项式  $g(x)$  一定整除  $x^n+1$ 。反过来若  $g(x)$  是一个  $n-k$  次多项式并且还整除  $x^n+1$ , 那么  $g(x)$  一定是某个循环码的生成多项式。

如果设  $g(x)$  为  $(n, k)$  循环码的生成多项式, 必为  $x^n+1$  的因式, 则有:

$$x^n+1 = h(x) \cdot g(x) \quad (4-20)$$

因为  $g(x)$  为  $n-k$  次多项式, 以  $g(x)$  为生成多项式, 则生成一个  $(n, k)$  循环码, 以  $h(x)$  为生成多项式, 则生成  $(n, n-k)$  循环码, 记为:

$$h(x) = h_kx^k + h_{k-1}x^{k-1} + \cdots + h_1x + h_0 \quad (4-21)$$

同样的,  $(n, k)$  循环码也可由其监督多项式完全确定, 且  $h_k=1$ ,  $h_0=1$ , 则  $(n, k)$  循环码的监督矩阵为:

$$H = \begin{bmatrix} h^*(x) \\ xh^*(x) \\ \vdots \\ M \\ x^{n-k-1}h^*(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & L & 0 & 1 & h_1 & L & h_{k-1} & 1 \\ 0 & L & 1 & h_1 & L & h_{k-1} & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M & M & M & M & M & M & M & M \\ 1 & h_1 & L & h_{k-1} & 1 & 0 & L & 0 \end{bmatrix} \quad (4-22)$$

式中,  $h^*(x)$ —— $h(x)$  的逆多项式。

循环码在编码上可采用移位寄存器编码电路, 译码上可采用



移位寄存器伴随式计算电路, 此处不再深入介绍, 读者可参考相关文献。

#### 4. BCH码

1959 年霍昆格姆 (Hocgenghem) 和 1960 年博斯 (Bose) 及查德胡里 (Chaudhuri) 分别提出的纠正多个随机错误的循环码, 称为 BCH 码。这是一类纠错能力强, 构造方便的码。1960 年彼得森 (Pelerson) 找到了二元 BCH 码的第一个有效算法, 后经多人的推广和改进, 于 1967 年由伯利坎普 (Berlekamp) 提出了 BCH 码译码的迭代算法, 从而将 BCH 码由理论研究推向实际应用阶段, 使它成为应用广泛而有效的一类线性码。

已提出的许多纠正随机错误的分组码中, BCH 码是迄今为止所发现的一类很好的码。它的纠错能力很强, 且构造方便, 对它的分析研究也很透彻。如何构造一个循环码以满足纠错能力为  $t$  的要求, 这是编码理论中的一个重要课题。BCH 码就是针对这一问题提出的。

汉明码是纠正一位差错的完备码, 它的每一位差错的  $S(x)$  都对应于  $H$  中的某一行。如果出现两位差错, 其  $S(x)$  对应于相应的两行之和。这两行之和等于另外的某一行, 故无法实现纠错。要增加纠错能力, 必须增加码的多余性。BCH 码就是在汉明码的基础上, 增加  $H$  矩阵的行数来提高纠错能力的。下面分析 BCH 码的生成多项式  $g(x)$ 。

BCH 码的生成多项式  $g(x)$  的根为  $\beta, \beta^2, \cdots, \beta^{2t} \in \text{GF}(2^m)$  ( $\text{GF}$  域即伽罗华域 (Galosi-Field), 又称有限域, 是指按域的构成规则构成的有限个元素的集合, 如果域中有  $q$  个元素, 则表示为  $\text{GF}(q)$ ), 则上述  $2t$  个元素也必然是任一码字多项式  $C(x) = c_{n-1}x^{n-1} + c_{n-2}x^{n-2} + \cdots + c_1x + c_0$  的根, 即:

$$C_{n-1}(\beta^i)^{n-1} + c_{n-2}(\beta^i)^{n-2} + \cdots + c_1\beta^i + c_0 = 0 \quad (4-23)$$

其中  $i=1, 2, \cdots, 2t$ 。可以将这些不同  $i$  值的方程组写成矩阵



形式:

$$\begin{bmatrix} \beta^{n-1} & \beta^{n-2} & L & 1 \\ (\beta^2)^{n-1} & (\beta^2)^{n-2} & L & 1 \\ M & M & M & M \\ (\beta^{2t})^{n-1} & (\beta^{2t})^{n-2} & L & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_{n-1} \\ c_{n-2} \\ c_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (4-24)$$

$$\begin{aligned} g(x) &= [m_1(x), m_2(x), m_3(x), m_4(x), \dots, m_{2t}(x)] \\ &= [m_1(x), m_3(x), \dots, m_{2t-1}(x)] \end{aligned} \quad (4-25)$$

上式中, 可不包括下标为偶数的最小多项式。于是 BCH 码的  $H$  矩阵可简化成:

$$H = \begin{bmatrix} \beta^{n-1} & \beta^{n-2} & L & 1 \\ (\beta^3)^{n-1} & (\beta^3)^{n-2} & L & 1 \\ M & M & M & M \\ (\beta^{2t-1})^{n-1} & (\beta^{2t-1})^{n-2} & L & 1 \end{bmatrix} \quad (4-26)$$

上式中, 若  $t=1$ , 就得到汉明码的  $H$  矩阵。如果  $\beta=a^k (1 \leq k \leq n-1)$  是  $GF(2^m)$  中的本原元, 则得到本原 BCH 码, 否则称为非本原 BCH 码。本原 BCH 码的码长  $n=2^m-1$ , 而非本原 BCH 码的码长为  $2^m-1$  的因子。对于本原 BCH 码,  $k$  一般取 1, 而  $a^{n-1}, a^{n-2}, \dots, a^0$  这  $n$  个元素可用它们相应值的  $\text{mod } f(a)$  余式排成列来表示, 其中  $f(a)$  为  $m$  次本原多项式。多元 BCH 码的监督矩阵为:

$$H = \begin{bmatrix} a^{n-1} & a^{n-2} & L & a & 1 \\ (a^3)^{n-1} & (a^3)^{n-2} & L & a^2 & 1 \\ M & M & M & M & M \\ (a^{2t-1})^{n-1} & (a^{2t-1})^{n-2} & L & a^{d-1} & 1 \end{bmatrix} \quad (4-27)$$

多元 BCH 码的码元符号取自于多元域  $GF(q)$ ,  $q$  为某一素数的幂, 纠  $t$  个错误的多元 BCH 码的生成多项式是以  $GF(q)$  的扩域  $GF(q^t)$  上  $2t$  个相邻元素为根的多项式:



$$g(x) = (x-a)(x-a^2) \cdots (x-a^{2t}) \quad (4-28)$$

式中,  $a, a^2, \dots, a^{2t}$  为  $GF(q^t)$  中  $2t$  个相邻元素。由  $H$  或上式的  $g(x)$  可确定  $q$  元本原 BCH 码。

码元符号取自于二元域  $GF(2)$  纠  $t$  个错误的二元 BCH 码的生成多项式是以  $GF(2)$  的扩域  $GF(2^m)$  上  $2t$  个相邻元素为根的多项式。设  $a$  为  $GF(2^m)$  的本原元,  $t$  为正整数,  $g(x)$  是  $GF(2^m)$  中  $d-1$  个相邻元素:  $a, a^2, a^3, \dots, a^{d-1}$ ,  $d=2t+1$  为根的最低次二元多项式, 则以  $g(x)$  为生成多项式的循环码, 称为二元本原 BCH 码。

## 5. RS 码

RS (Reed-Solomon) 码是 I.S.Reed 和 G.Solomon 在 1960 年应用 MS 多项式研究时构造提出的。它是基于  $GF(q^m)$  域上的特殊多进制的 BCH 编码, 也是一种典型的代数几何码。

定义:  $GF(q)$  ( $q \neq 2$ ) 上, 码长  $N=q-1$  的本原 BCH 码称为 RS 码。由此可知, RS 码最主要的特点之一是码元取自  $GF(q)$  上, 而它的生成多项式的根也在  $GF(q)$  上, 所以 RS 码是码元的符号域与根域一致的 BCH 码。长为  $N=q-1$ , 设计距离为  $\delta$  的 RS 码, 由 BCH 码的定义, 在通常情况下取  $m_0=1$  时,  $g(x)=(x-a)(x-a^2) \cdots (x-a^{d-1})$ 。

由此生成一个  $q$  进制的  $[q-1, q-\delta]$  RS 码, 有最小距离为  $\delta$ 。显然此时 RS 码的最小汉明距离  $d$  就是  $\delta$ 。由于 RS 码是循环码的一种, 因此它的编码方法与一般循环码的编码方法完全一致。设待编码的信息码位为  $(m_{k-1}, m_{k-2}, \dots, m_2, m_1, m_0)$ , 则  $k$  位信息码多项式为:

$$m(x) = m_{k-1}x^{k-1} + m_{k-2}x^{k-2} + \cdots + m_2x^2 + m_1x + m_0 \quad (4-29)$$

RS  $(n, k)$  系统码由前面的  $k$  个信息码元符号, 后面  $n-k$  个监督码元构成。要构造系统码, 只需将信息码多项式  $m(x)$  提升  $n-k$  阶, 即乘以因子  $x^{n-k}$ , 再与  $g(x)$  相除得余数:  $r(x)$ 。



$$\frac{x^{m-k}m(x)}{g(x)} = b(x) + \frac{r(x)}{g(x)} \quad (4-30)$$

剩余多项式  $r(x)$  至少比  $g(x)$  低一次, 称为校验多项式, 其系数就是 RS 码的监督符号位:

$$\begin{aligned} r(x) &= r_{2t-1}x^{2t-1} + r_{2t-2}x^{2t-2} + \cdots + r_1x + r_0 \\ &= m(x)x^{m-k} + \text{mod}(g(x)) \end{aligned} \quad (4-31)$$

则编码后的码组为  $C(x)$ :

$$C(x) = x^{m-k}m(x) + r(x) \quad (4-32)$$

$C(x)$  也称为码多项式:

$$C(x) = C_{n-1}x^{n-1} + C_{n-2}x^{n-2} + \cdots + C_1x + C_0 \quad (4-33)$$

式中码多项式  $C(x)$  的系数即为所编码的码字。因此编码主要是求余数  $r(x)$  的过程,  $GF(2^m)$  域上的 RS 码是  $2^m$  进制码, 它的编码电路用  $n-k$  级  $2^m$  进制带反馈的移位寄存器实现, 如图 4-1 所示, 首先需要知道生成多项式  $g(x)$  的各个系数, 可表示为:

$$\begin{aligned} g(x) &= (x-a)(x-a^2)\cdots(x-a^{2^t}) \\ &= g_0 + g_1x + g_2x^2 + \cdots + g_{2t-2}x^{2t-2} + g_{2t-1}x^{2t-1} + g_{2t}x^{2t} \end{aligned} \quad (4-34)$$

然后用消息多项式  $x^{m-k}m(x)$  除以生成多项式  $g(x)$ , 就得到余项  $r(x)$ , 余项的系数就是校验位, 将它和消息一同输出构成 RS 码的编码码字。

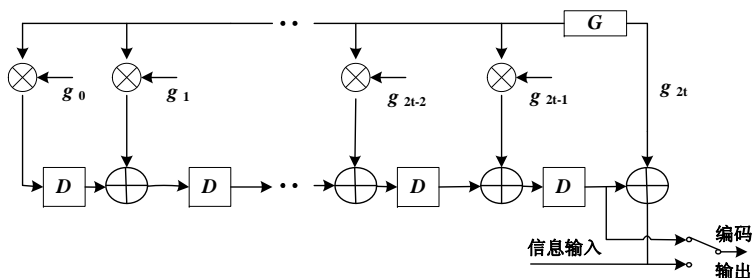


图 4-1 RS 编码器示意图



### RS 码的特点

(1) 对于 RS 码, 其每个消息符号由  $m$  个比特组成, RS 码可看作  $(mn, mk, d)$  二进制码。其译码处理的是多位组成的字节而非单独的位, 因而即使是  $m$  位错误也可当作一个字节或一个符号错误来对待, 因此 RS 码可以有效地纠正突发错误。该码能纠正任何  $t$  个定段 (每段长为  $m$  个码元) 错误, 或纠正长度  $b \leq (t-1)m+1$  的任何突发错误等多种形式的错误。

(2) 在  $GF$  伪域上的 RS  $(n, k)$  码衍生为  $GF(2^m)$  域的二进制形式  $(mn, mk)$  所以其分组码长度很长, 由信道编码定理可知, 编码长度的增加有利于提高纠错性能, 再者就是许多随机错误都不是很平均地分在各分组中, 而适合于随机误码纠正。

(3) RS 的信息码组和码字长度是分组结构, 因而在实现时容易灵活实现分组。

(4) 译码器的复杂性在码长增加及冗余度减小时减小, 因而, 一般 RS 码的分组长度较长, 而码率较高。

### 6. 卷积码

1955 年, P.Elia 最早提出了卷积码的概念, 1957 年 Wozencraft 提出了一种有效的译码方法, 即序列译码。1963 年 Massey 提出了一种性能稍差, 但比较实用的门限译码方法。而后 1967 年 Viterbi 提出了最大似然译码法。它对存储器级数较小的卷积码的译码很容易实现, 人们后来称它为维特比算法或维特比译码, 并被广泛地应用于现代通信中。

分组码编码器输出的  $n$  个码元中, 每一个码元仅和此时刻输入的  $k$  个信息元有关, 卷积码 (又称连环码) 不同于分组码之处在于: 在任意给定单元时刻, 编码器输出的  $n_0$  个码元中, 每一个码元不仅和此时刻输入的  $k_0$  个信息元有关, 还与前连续  $m_0$  个时刻输入的信息元有关。

除了构造上的不同外, 在同样的编码效率  $R$  下, 卷积码的性



能优于分组码,至少不低于分组码。由于在以计算机为中心的数据通信系统中,数据通常是以组的形式进行传输或重传。因此分组码似乎更适合于检测错误,并通过反馈重传进行纠错,而卷积码主要应用于前向纠错数据通信系统中。另外,卷积码不像分组码那样有严格的代数结构,至今尚未找到严密的数学手段,把纠错性能与码的结构十分有规律地联系起来。

卷积码的编码器是由一个有  $k_0$  个输入端、 $n_0$  个输出端、 $m_0$  节移位寄存器所构成的有限状态的有记忆系统,通常称它为时序网络。设卷积码编码器输入码序列(待编码的信息序列)为

$$U = [u_0(1) u_0(2) \cdots u_0(k_0) u_1(1) u_1(2) \cdots u_1(k_0) \cdots \cdots u_s(1) u_s(2) \cdots u_s(k_0) \cdots] \quad (4-35)$$

编码器输出码序列为

$$C = [c_0(1) c_0(2) \cdots c_0(n_0) c_1(1) c_1(2) \cdots c_1(n_0) \cdots c_s(1) c_s(2) \cdots c_s(n_0) \cdots] \quad (4-36)$$

则编码器输出码序列中任一子码可以由如下卷积关系给出:

$$C_s(j) = \sum_{i=1}^{k_0} \sum_{t=1}^{m_0} u_{s-t}(i) g_t(i, j), j = 1, 2, \dots, n_0 \quad (4-37)$$

## 7. 交织码

交织编码是一种线性码,不同于上述介绍的卷积码、循环码等。卷积码、循环码基本上是针对随机独立错误设计的,但水声通信信道极其复杂,信息传输过程中有突发的错误产生,容易造成成片的码元错误,这种错误是突发因素引起的。因此,对于较长的突发错误,有些纠错码就显得无能为力,这样,交织技术就显示出了它的优越性。交织编码的基本思想是,通过数据交织,使得突发错误随机化,并且错误分布于多个码字之间而不仅仅是几个码字之间,将一个有记忆的突发信道经过交织和去交织变换,将信道改造成独立无记忆信道。交织编码主要用于有记忆的信道,



特别是无线移动信道。交织的方式主要有:块交织、卷积交织和随机交织。块交织有多种交织技术:通用块交织、矩阵交织、矩阵螺旋交织和代数交织。卷积交织是由拉姆西(Ramsey)和福尼(Fomey)首先提出的。随机交织主要是在特殊情况下,随机独立错误交织成突发错误,在对于突发错误不能很好预知的信道,交织参数不能很好预设,这些情况下需要用随机交织来解决。

下面以最常用的矩阵交织为例说明交织编码的基本原理。

(1) 若待发送的一组信息为:

$$X = (\chi_1 \chi_2 \chi_3 \chi_4 \chi_5 \chi_6 \chi_7 \chi_8 \chi_9 \chi_{10} \chi_{11} \chi_{12} \chi_{13} \chi_{14} \chi_{15} \chi_{16}) \quad (4-38)$$

(2) 交织存储器为一个行列交织矩阵,它按列写入,按行读出:

$$A_1 = \begin{bmatrix} \chi_1 \chi_5 \chi_9 \chi_{13} \\ \chi_2 \chi_6 \chi_{10} \chi_{14} \\ \chi_3 \chi_7 \chi_{11} \chi_{15} \\ \chi_4 \chi_8 \chi_{12} \chi_{16} \end{bmatrix} \quad (4-39)$$

(3) 交织器输出并送入突发信道的信息为:

$$X' = (\chi_1 \chi_5 \chi_9 \chi_{13} \chi_2 \chi_6 \chi_{10} \chi_{14} \chi_3 \chi_7 \chi_{11} \chi_{15} \chi_4 \chi_8 \chi_{12} \chi_{16}) \quad (4-40)$$

(4) 假设突发信道产生了一个连续的突发错误,  $\chi_1 \chi_5 \chi_9 \chi_{13}$  连错4位。

(5) 突发信道输出端信息为  $X''$ , 它可以表示为:

$$X'' = (\chi_1 \chi_5 \chi_9 \chi_{13} \chi_2 \chi_6 \chi_{10} \chi_{14} \chi_3 \chi_7 \chi_{11} \chi_{15} \chi_4 \chi_8 \chi_{12} \chi_{16}) \quad (4-41)$$

(6) 在接收端,进入去交织器后,送入另一存储器,它也是一个行列交织矩阵,但是它是按行写入按列读出:

$$A_2 = \begin{bmatrix} \chi_1 \chi_5 \chi_9 \chi_{13} \\ \chi_2 \chi_6 \chi_{10} \chi_{14} \\ \chi_3 \chi_7 \chi_{11} \chi_{15} \\ \chi_4 \chi_8 \chi_{12} \chi_{16} \end{bmatrix} \quad (4-42)$$

(7) 交织存储器的输出为  $X'''$ :



$$X'' = (\chi_1 \chi_2 \chi_3 \chi_4 \chi_5 \chi_6 \chi_7 \chi_8 \chi_9 \chi_{10} \chi_{11} \chi_{12} \chi_{13} \chi_{14} \chi_{15} \chi_{16}) \quad (4-43)$$

(8) 由上面的分析可见, 经过交织矩阵与交织矩阵的变换后, 原来信道中的突发差错, 变成了  $X''$  中随机性的独立差错。

由此例可知矩阵交织实现简单, 但对于数据较长时, 交织、解交织处理的延时加大, 存储矩阵数据所需的存储器空间也加大。

水声通信由于其复杂性存在较大的突发错误, 合理使用不同的交织器可以改善对突发错误的纠错能力, 在水声信道的编码中经常使用。

## 8. Goppa码

20 世纪 70 年代初, 俄国学者 Goppa 系统地构造出了一类有理分式码: Goppa 码。Goppa 码最主要的优点是它的某些子类能达到香农信道编码定理所给出的性能, 并且有快速译码算法。特别是它的不等价码类数目很大, 因此 1978 年 McEliece 用 Goppa 码构造了一类公钥密码体制, 自此开始了用纠错码构造密码体制及各种认证码。无论在现实中还是在理论上, 也无论是在差错控制系统还是在密码中, Goppa 码都具有重要意义。

## 9. Turbo码

自香农之后, 人们不懈地向逼近信道容量的方向努力。纠错编码理论的发展正是沿着这两条基本路线: 一是构造长码; 二是在人们所能接受的范围内, 如何实现最大似然译码。

1993 年 C.Berrou 等人提出的 Turbo 码通过对子码的伪随机交织实现大约束长度的编码, 具有接近随机编码的特性, 采用迭代译码取得了中等的译码复杂度, 它的误码性能在  $10^{-5}$  数量级上逼近了 Shannon 极限。并行级联递归系统卷积码 (Turbo-code) 的提出为编码研究带来新的曙光, 其基本思想是利用短码来构造长码, 在译码时, 它使用一种全新的译码思想——迭代译码, 将长码化成短码, 从而以较小复杂度来获得接近最大似然译码的性能, 突



破了传统码的约束, 真正挖掘了级联码的潜力, 获得接近香农极限的性能。

下图中给出了 Turbo 码编码器的一般性结构。通常 Turbo 码的编码器由两个成员编码器通过交织器并行级联而成。即对于每一个输入信息比特, 编码器输出两个校验比特, 若不经压缩, 则总的编码速率为  $1/3$ 。从理论上来说, 可以编成任意码率的 Turbo 码。

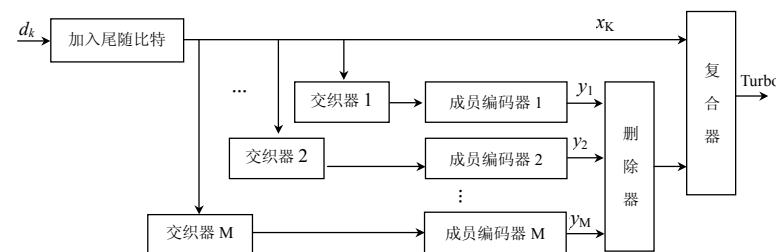


图 4-2 Turbo 码编码器原理框图

Turbo 码的编码部分一般由两个子编码器组成, 在其译码部分也就相应有两个子译码器。一般情况下, 两个子译码器可采用多级级联结构。由于 Turbo 码第二个子编码器的信息位没有输出, 第二个子译码器只能利用第一个子译码器译出的信息序列进行译码。软判决译码比硬判决译码性能提高  $2 \sim 3\text{dB}$ , 因此每一个子译码器都用软输入软输出译码器。译码器工作原理如下: 由于接收序列为串行数据, 首先要进行数据的串/并转换, 同时将删除的比特位填上“虚拟比特”(不影响译码判决的值如 0)。将经过串/并转换后的  $x_k$ ,  $y_{1k}$  送入子译码器 1 译码, 并产生关于  $d_k$  改进的外信息  $\Lambda_{1e}(d_k)$ 。由于译码器 1 没有用到可能提高后验概率的校验序列  $y_{2k}$ , 所以译码器 1 的输出仅在交织后作为译码器 2 的先验信息输



入, 而不能作为对信息序列的判决。将  $x_k$  和  $\Lambda_{1e}(d_k)$  交织后作为子译码器 2 的软输入, 子译码器 2 根据译码算法对  $x_k$ 、 $\Lambda_{1e}(d_k)$  和  $y_{2k}$  用与子译码器 1 同样的方法再次产生信息比特改进的外信息  $\Lambda_{2e}(d_k)$ , 经去交织后得到  $\tilde{\Lambda}_{2e}(d_k)$  作为下一次迭代中子译码器 1 的先验信息。这样在多次迭代后, 对子译码器 2 产生的输出  $\Lambda_2(d_k)$  去交织后进行硬判决, 得到每个信息比特  $d_k$  的估值  $\hat{d}_k$ 。

### 1) 译码框图

Turbo 码的译码结构如图 4-3 所示, 由于这种将输出反馈到前端的迭代结构类似于汽轮机的工作机理, 首先提出它的人称之为 Turbo-code (英文中前缀 Turbo—带涡轮驱动的含义)。

尽管图 4-3 给出的是反馈的结构, 由于有交织环节的存在必然引起时延, 使得不可能有真正意义上的反馈, 而是流水线式的迭代结构, 如图 4-4 所示。也正是由于这种流水线结构, 使得译码器可由若干完全相同的软输入/软输出的基本单元构成, 从而以较小的复杂度实现了最大似然译码。Turbo 码译码器的最主要特点就是采用了软判决迭代译码算法。

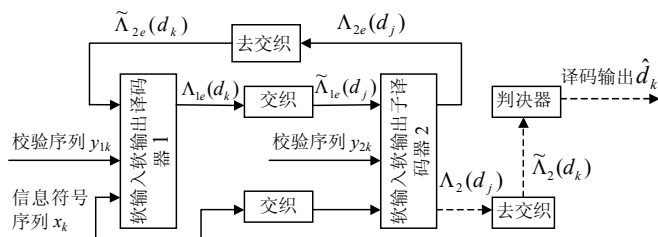


图 4-3 Turbo-code 迭代译码器结构 (反馈型)

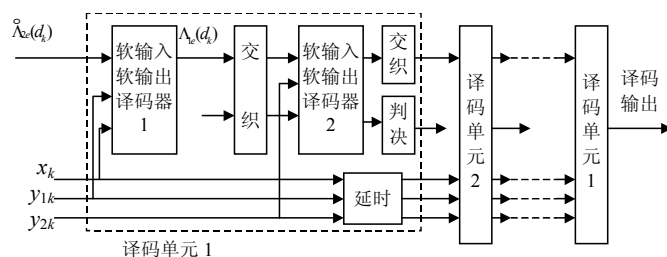


图 4-4 Turbo-code 流水线结构的迭代译码示意图

图中  $d_k$  是输入进行编码的数据块, 加入尾随比特的作用是使在一个数据块编码结束之后, 保证成员编码器的寄存器回到全零状态, 这样的 Turbo 码就等同于线性分组码, 从而通过分析这类分组码的特性来计算 Turbo 码的译码性能上界, 对其性能进行估计与分析。编码器中的第一个输出  $x_k$  是输入信息比特和加入的尾随比特。输入信息比特和尾随比特经过交织器交织后分别送入第 1, 2, ..., M 个成员编码器进行编码, 得到 M 个校验输出序列  $y_1, y_2, \dots, y_M$ , 这 M 个校验序列经过删除器的压缩 (以得到不同的编码速率) 后, 与信息序列  $x_k$  一起经并/串变换并调制后发送出去。在发送端, 其编码的随机性是通过编码器中的交织器以及并行级联方式来实现的, 其中交织器设计的好坏和成员编码器的选择是决定码字性能的关键因素之一。

### 2) 译码算法

Turbo 码的纠错能力包括两个含义: 一是这种码本身的能力, 另一个则是在特定译码算法下的纠错能力。从 Turbo 码的译码器结构也可以看到, 两个软入软出子译码器是其核心, 子译码器的一个重要问题则是如何对 3 个软输入进行处理, 以获得信息比特  $d_k$  的外信息  $\Lambda_e(d_k)$  及其软输出  $\Lambda(d_k)$ 。自 Turbo 码出现以来, 这方面的研究颇受关注, 目前主要有以下四种方法:

(1) MAP 算法: 在最初提出 Turbo 码时所采用的译码算法是



修正的 Bahl 算法, 也叫做最大后验概率 (MAP) 算法, 它是 Turbo 码译码的最优算法。MAP 算法采用对数似然比函数 (LLR, 也即后验概率[APP]的比值的对数值) 作为其软判决的输出, 但由于需要大量的运算, 限制了译码的规模和速度。

(2) Log-MAP 算法: 实际上是把 MAP 算法中似然值运算全部用对数似然值表示, 这样将乘法运算就变成加法运算, 而加法运算变成了

$$\begin{aligned}\log(e^{\Lambda_1} + e^{\Lambda_2}) &= \max(\Lambda_1, \Lambda_2) + \log(1 + e^{-|\Lambda_2 - \Lambda_1|}) \\ &= \max(\Lambda_1, \Lambda_2) + f_c(|\Lambda_2 - \Lambda_1|)\end{aligned}\quad (4-44)$$

这里  $f_c(\cdot)$  是一个相关函数, 可预先做成表, 利用查表来完成运算。

(3) Max-Log-MAP 算法: 在对数域算法中, 将加法表示式中的对数分量忽略掉, 采用近似式  $\log(e^{\Lambda_1} + e^{\Lambda_2}) \approx \max(\Lambda_1, \Lambda_2)$ , 使加法完全变成求最大值运算, 进一步简化了算法, 但付出的代价是性能下降。

(4) SOVA 算法: 对标准 Viterbi 算法进行了修正, 在删除低似然路径时保留必要的信息, 以给每个输出比特提供一个可信度, 其基本思想是利用最优路径和被删路径的度量差, 差值越小意味着这次选取的可靠性越低。

四种译码算法中 SOVA 算法运算量最小、最简单, 但是性能却最差, 因此, 实际应用中应该在性能与复杂度之间权衡。

## 10. LDPC 码

随着移动通信的发展, 对纠错码不断提出新的要求。Turbo 码虽已成为 3G 的信道编码标准, 但其译码复杂度高、时延长、难以适应最高数据速率远比 3G 要高的后 3G (即 B3G, 或 4G) 未来移动通信系统的需求。LDPC 码是一类可以用非常稀疏的校验矩阵 (parity check) 或二分图 (bipartite graph) 定义的线性分



组纠错码, 最初由 Gallager 提出, 故亦称 Gallager 码。经数十年的沉寂, 随着计算机性能的增强和相关理论的发展, LDPC 码重新被重视, 并被证明它在采用基于置信传播 BP (Belief Propagation) 的迭代译码算法的条件下具有逼近 Shannon 限的良好性能。可以这么说, LDPC 码的重新发现是继 Turbo 码后在纠错编码领域的又一重大进展。

LDPC 码的特点是: 在许多场合下性能优于 Turbo 码, 具有较大灵活性和较低的差错平底特性; 描述简单, 对严格的理论分析具有可验证性; 译码复杂度低于 Turbo 码, 且可实现完全的并行操作, 便于硬件实现; 吞吐量大, 极具高速译码潜力。因此研究适用于未来移动通信系统的 LDPC 码对改善整个系统的传输性能具有重要意义。

### 1) 基本概念

LDPC 码是一种基于稀疏校验矩阵  $H$  的线性码, 一个  $(N, K)$  二进制的 LDPC 码可用一个与其相对应的校验矩阵  $H$  来表示。其中,  $H$  矩阵是  $M \times N$  且满秩的, 相对应的 LDPC 码长为  $N$ , 校验位为  $M$ , 信息位为  $K=N-M$ , 码率为  $K/N=1-M/N$ 。一个二进制向量  $C = (c_1, c_2, \dots, c_N)$ , 当且仅当  $HC^T=0$  时, 才是一个码字。 $H$  矩阵每行中“1”的个数称为行权重, 每列中“1”的个数称为列权重。

校验矩阵  $H$  可由一个随机产生的二分图 (亦称双向图) 来构造, 因而对应的 LDPC 码也可用二分图来表示, 如图 4-5 所示。

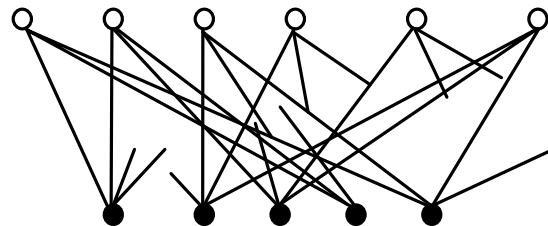


图 4-5 信息节点的度为 3, 校验节点度为 4 的 LDPC 码的二分图



图中上面有  $N$  个节点, 每个节点表示码字的一个比特位, 称比特节点 (bit node, 通常把它称为信息节点), 对应着  $H$  的一列; 下面有  $M$  个节点, 每个节点表示一个校验集 (奇偶校验等式), 称校验节点 (check node), 对应着  $H$  的一行; 校验矩阵中元素  $H_{mn}=1$ , 则表示二分图中信息节点  $n$  和校验节点  $m$  之间存在连接边, 这条边可称为两端节点的相邻边, 相邻边两端的节点称为相邻节点; 每个节点相邻边数称为该节点的度数。图 4-5 所给出的是信息节点的度数为 3, 校验节点度数为 4 的 LDPC 码的二分图。

一个二进制向量  $C = (c_1, c_2, \dots, c_N)$ , 根据等式  $HC^T=0$ , 即当且仅当对于每一个校验节点, 其所有相邻的信息节点的模 2 和等于 0 时, 这个向量才是一个码字。

## 2) 基本框图

LDPC 码的编、译码框图如图 4-6 所示。首先, 长度为  $K$  的输入数据  $U = (u_1, u_2, \dots, u_K)$  由生成矩阵编成长度为  $N$  的 LDPC 码字  $C = (c_1, c_2, \dots, c_N)$ , 其中,  $c_n=0$  或 1; 再通过相应的调制, 把码字  $C$  映射成  $X = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ ; 然后,  $X$  经由信道到达译码端, 根据不同的应用场合, 信道可以是 AWGN (加性高斯白噪声) 信道, 也可以是瑞利衰落信道; 最后, 译码器对解调之后的码字  $Y = (y_1, y_2, \dots, y_N)$  进行译码, 得到新的码字  $U'$ 。

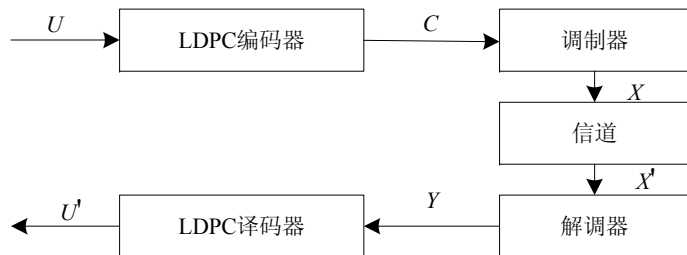


图 4-6 LDPC 码的编、译码框图



## 3) 译码原理

根据线性码的译码原理, 译码的目的就是根据给定的信道特征和接收到的信息估计出噪声信息后验概率, 从而得出满足一定条件的噪声信息的估计值。相应的, LDPC 码的译码采用的是基于置信传播 BP (又被称为和积算法, 即 SPA: Sum Product Algorithm) 的迭代译码算法。这种算法的优点是: 算法是完全并行的, 因此译码速度极高; 译码算法的复杂性很低, 其运算量不会因为码长增加而急剧增加, 这是卷积码及其他线性码所不能比拟的。

具体来说, 置信传播的译码算法一般有以下几个步骤:

(1) 初始化。对特定的信道预设信息比特的先验概率。

(2) 横向步骤。由信息节点的信息概率按置信传播算法得出各校验节点的后验概率。

(3) 纵向步骤。由校验节点的后验概率推算出信息节点的后验概率。

(4) 作硬判决。将信息节点的后验概率对照判决条件作硬判决, 若满足则译码结束; 若不满足, 则重复以上的 (2) ~ (4) 步骤, 反复迭代, 直到满足条件, 得出译码结果。如果迭代次数达到一个预设的最大次数, 条件仍然不满足, 则宣布译码失败。

## 4) 改进的 LDPC 码

在  $GF(q)$  域上构造正则 LDPC 码。

前面我们提及的 LDPC 码均是其校验矩阵  $H$  的行和列中 “1” (即非 0) 的个数是固定的 (在二分图中表现为每个信息节点和校验节点的度数是固定值), 称之为正则 LDPC 码。现在, 在有限域  $GF(q)$  上来重新构造 LDPC 正则码, 能够显著地提高其性能。经研究表明, 在越大的域上构造 LDPC 码, 其性能可以得到越大的提高。 $GF(q)$  域上有  $q$  个元素,  $q=2^p(p \in \mathbb{Z})$ 。在  $GF(q)$  域上构造的 LDPC 正则码和前面介绍的二进制的 LDPC 正则码具有相同的编码结构, 仍然满足信息节点和校验节点的度数为固定值, 只是对于校验矩





阵中的每个非 0 元素,就不一定是 1,可以有  $q-1$  个值作为选择。

为什么在  $GF(q)$  ( $q>2$ ) 域上构造的 LDPC 码性能比二进制中构造的要好呢?这是因为对于二进制的 LDPC 码来说,如果它的校验矩阵  $H$  的列权重足够大,那么它可以任意地接近 Shannon 限;但是如果增加列权重,这会使得二分图中节点之间形成循环的数目急剧增加,从而使迭代译码算法的性能急剧下降。在  $GF(q)$  域上构造 LDPC 码就可以解决这个矛盾,它的校验矩阵  $H_q$  可以获得比其对应的二进制 LDPC 码的校验矩阵  $H_2$  更大的平均列权重,但其二分图却没有改变,因而不会造成节点之间循环数目的增加,从而使得译码性能得到显著的提高。

#### 5) 非正则 LDPC 码

以上介绍的是对校验矩阵  $H$  中的元素进行改进后得到的  $GF(q)$  域上的正则 LDPC 码。同时,在正则码的基础上,我们还可以构造出一种非正则 LDPC 码,其二分图中上下节点(信息节点和校验节点)的度数都不是固定的值。

非正则 LDPC 码的编码结构与正则 LDPC 码基本上相同,不同点在于非正则码是在随机非正则二分图上构造 LDPC 码。非正则图与正则图相似,二分图中所有的节点分成上下两层的信息节点和校验节点,但是它的信息节点之间以及校验节点之间的度数有可能是不同的。因此基于非正则图构造的 LDPC 码,其校验矩阵  $H$  的列权重将不再相同,列权重将是一个变化的值,这是非正则 LDPC 码与正则 LDPC 码的主要区别。

非正则 LDPC 码的性能要优于正则 LDPC 码,原因可以从二分图上考虑,二分图中的所有信息节点发出的边应该与所有校验节点接收的边相等;从信息节点的观点来看度越大越好,如果它的度越大,那么它从相邻的校验节点得到信息越多,这样就可以更加准确地判断出它的正确值;但从校验节点的观点来看,却是相反的,对于校验节点来说,度越小越好,如果校验节点的度越



小,那么它可以给相邻的信息节点发送的有效信息越多。对于两种相反的需求,相对于正则图,非正则图显然能更好地实现两者的平衡。在非正则图构造的 LDPC 码中,具有大度数的信息节点能很快地得到它的正确值,这样它就可以给校验节点更加正确的概率信息,而这些校验节点又可以给小度数的信息节点更多信息,从而产生波浪效应(即大度数的信息节点首先获得正确的值,把它传送给对应的相邻校验节点,通过这些校验节点又可以获得度数小的信息节点的正确值),因而非正则 LDPC 码可以获得比正则 LDPC 码更好的性能。目前,非正则 LDPC 码已成为 LDPC 码的研究热点。

值得注意的是,对于非正则 LDPC 码,非正则图的设计是关键,在一个好的非正则图上构造的码字,能纠正更多的错误,具有更好的性能。

由于 LDPC 码校验矩阵的稀疏性,各码字之间线性相关性很小,同时这些相关性是由稀疏图定义的,因而使得其译码过程较简单。LDPC 码译码算法的优化实质上是以算法的复杂度和译码时延作为约束条件的,是在满足上述约束条件下寻求译码性能的最优化。其关键是信息节点和校验节点间所传递的、反映可靠性信息的精度控制问题。码性能的优劣是码结构设计和译码算法的综合结果。

经过适当设计的 LDPC 码,其性能能够超越 Turbo 码,在  $GF(q)$  域上构造的非正则 LDPC 码的性能则可以更好地接近 Shannon 限。已有实验结果表明,对于二元输入的 AWGN 信道,码率为 1/2 的非正则 LDPC 码可具有距离容量不到 0.06 dB 的门限,计算机仿真结果也表明,经适当设计的非正则 LDPC 码可获得在  $BER=10^{-6}$  时仅偏离容量 0.13 dB 的良好性能,优于以往的 Turbo 码。

可以预言,LDPC 码将在光通信、卫星通信、深空通信、移动通信系统、无线局域网、高速与甚高速率数字用户线、光和磁记



录系统等方面得到广泛应用, 其优异性能及其在信息可靠传输中的良好应用前景将引起世界各国学术界和 IT 业界的高度重视, 成为当今信道编码领域最受瞩目的研究热点。

### 11. 乘积码

乘积码于 1954 年由 Elias 最早提出, 随即得到了广泛应用。乘积码是串行级联码, 设有两个系统线性分组码  $C^1(n_1, k_1, \delta_1)$  和  $C^2(n_2, k_2, \delta_2)$ , 其中  $n_i$ ,  $k_i$ ,  $\delta_i$  ( $i=1, 2$ ) 分别为码字长度, 信息位数和最小汉明距, 则有由  $C^1(n_1, k_1, \delta_1)$  和  $C^2(n_2, k_2, \delta_2)$  组成的乘积码  $P = C^1 \otimes C^2$  的编码方式为:

- (1) 将  $(k_1 * k_2)$  个信息位排列成  $k_1$  行  $k_2$  列的矩阵;
- (2) 用  $C^2(n_2, k_2, \delta_2)$  对  $k_1$  行进行编码, 得到  $(k_1 * n_2)$  的矩阵;
- (3) 用  $C^1(n_1, k_1, \delta_1)$  对  $n_2$  列进行编码, 得到  $(n_1 * n_2)$  的矩阵。

最终得到的纠错码是一个  $(n_1 * n_2)$  分组码, 所以称为乘积码。乘积码的编码参数为:  $n = n_1 * n_2$ ,  $k = k_1 * k_2$ ,  $\delta = \delta_1 * \delta_2$ , 对乘积码而言, 每行都是  $C^1$  的码字, 每列都是  $C^2$  的码字。乘积码的两个编码器是对排列顺序不同的同一组信息元进行编码, 两个编码器并行工作, 没有“内”“外”之分, 统称为分量编码器。乘积码也因此被称为二维码。同样, 乘积码也可以先按列编码, 再按行编码, 得到的码字是完全一样的。乘积码的传输方式也不唯一, 可以按行传输、按列传输甚至按对角线传输。与串行级联码一样, 传统的乘积码译码方法把译码过程分为两步, 先按行译码, 给出判决结果, 再按列译码(先列后行也一样)。这种译码方式的复杂度只是两个分量译码器的复杂度之和, 译码过程简单, 但不能充分发挥乘积码的纠错能力。采用迭代译码方式能大大改善纠错效果, 但是为了使分组码能采用迭代译码, 需要将它表示成卷积码的网格图形式。1974 年 Bahl、Cocke、Jelinek 和 Raviv 提出的 BCJR 迭代译码算法利用分组码的校验矩阵解决了这个问题。



## 4.2 信源编码

信源编码的目的是压缩信息, 可以采用多种处理手段。总的来说, 信源编码可以分为无失真信源编码、相关信源编码及限失真信源编码。

### 4.2.1 无失真信源编码(统计匹配编码)

#### 1) 基本概念

若一组码中所有码字的码长都相同, 称为等长码。否则, 称为变长码。

任意有限长的码元系列, 只能被唯一的分割成一个个的码字, 便称为唯一可译码。否则, 为非唯一可译码。

唯一可译码中又分为非即时码和即时码; 如果接收端收到一个完整的码字后, 不能立即译码, 还需等收到下一个码字后才能判断是否可以译码, 这样的码叫做非即时码, 否则为即时码。

其中任意一个码字都不是其他码字的前缀部分, 这种码称为异前缀码。

有相同码字的编码称为奇异码; 非奇异码是一组码中所有码字都不同的编码。

若接收端要求无失真精确地复制信源输出的消息, 这时信源编码是无失真编码。只有对离散信源可以实现无失真编码, 而对连续信源由于其输出量为无限大, 因此不可能实现无失真的信源编码。离散信源的无失真编码实质上是一种统计匹配编码。

**等长信源编码定理:** 一个熵为  $H(U) = -\sum_i p(u_i) \log_2 p(u_i)$  的离散无记忆信源, 若对信源长为  $N$  的符号序列进行等长编码, 设码字是从  $m$  个字母的码符号集中选取  $L$  个码元组成。对于任意  $\epsilon > 0$ ,



只要满足:  $\frac{L}{N} \geq \frac{H(U) + \varepsilon}{I_{bm}}$ , 则当  $N$  足够大时, 几乎可实现无失真

编码, 即译码错误概率能为任意小。反之, 若  $\frac{L}{N} \geq \frac{H(U) - 2\varepsilon}{I_{bm}}$ ,

则不可能实现无失真编码, 而当  $N$  足够大时, 译码错误概率近似等于 1。

**变长信源编码定理:** 若一个离散无记忆信源  $U$  的熵为  $H(U)$ , 每个信源符号用  $m$  码元进行变长编码, 则总可找到一种无失真编码方法, 构成唯一可译码, 使其平均码长满足:  $\frac{H(U)}{I_{bm}} \leq \bar{L} <$

$1 + \frac{H(U)}{I_{bm}}$ , 此编码定理给出了最佳变长码的平均码长的上限和下

限。定理表明码字的平均长度  $\bar{L}$  不能小于极限  $\frac{H(U)}{I_{bm}}$ , 否则唯一可

译码不存在; 该定理还给出了最佳码的最短平均码长, 并指出这个最短的平均码长  $\bar{L}$  与信源熵是有关的。

$$\frac{H(U)}{I_{bm}} \leq \frac{\bar{L}_N}{N} < \frac{H(U)}{I_{bm}} + \frac{1}{N}$$

$$H_m(U) < \frac{\bar{L}_N}{N} < H_m(U) + \frac{1}{N}$$

**无失真变长信源编码定理 (香农第一定理):** 离散无记忆信源  $U$  的  $N$  次扩展信源:  $U^N = \{a_1, a_2, \dots, a_n\}$ , 其熵为  $H(U^N)$ , 并有码符号  $X = \{x_1, x_2, \dots, x_m\}$ , 对信源  $U^N$  进行编码, 总可以找到一种编码方法, 构成唯一可译码, 使信源  $U$  中每个信源符号所需的平均码长满足:

$$H_m(U) = -\sum_i p(u_i) \log_m p(u_i) = \frac{H(U)}{I_{bm}} \quad (4-45)$$

式中,



$$H(U) = -\sum_i p(u_i) \log_2 p(u_i) \quad (4-46)$$

无失真信源编码的实质就是对离散信源进行适当的变换, 使变换后新的码符号信源 (信道的输入信源) 尽可能为等概率分布, 以使新信源的每个码符号平均所包含的信息量达到最大, 从而使信道的信息传输率和信道容量相等, 实现信源与信道理想的统计匹配, 这也是香农第一定理的物理意义。

统计匹配编码是根据信源的不同概率分布而选用与之相匹配的编码, 以便达到在系统中传输速率最小, 且满足在信息复制时无失真或低于某一允许的失真限度值。统计匹配编码主要有 Huffman 编码 (及改进的 Huffman 编码)、费诺编码、香农-费诺-埃利斯编码、算术编码、游程编码、通用编码 (LZW 编码) 等。本节重点介绍典型的 Huffman 编码, 其他的编码方式, 请参考相关文献。

1952 年, 霍夫曼提出了一种构造最佳码的方法, 它是一种逐个符号的编码方法。所得的码字是异前缀码的变长码, 其平均码长最短, 是最佳变长码, 又称霍夫曼码。二元霍夫曼码编码步骤如下:

(1) 将  $n$  个信源  $U$  的各个符号  $u_i$  按概率分布  $p(u_i)$  以递减次序排列起来。

将两个概率最小的信源符号合并成一个新符号, 新符号的值为两个信源符号值的和, 从而得到只包含  $n-1$  个符号的新信源, 称为  $U$  信源的缩减信源  $U_1$ 。

(2) 把缩减信源  $U_1$  的符号仍按概率以递减次序排列, 然后将其中两个概率最小的符号合并成一个符号, 这样又形成了  $n-2$  个符号的缩减信源  $U_2$ 。

(3) 依次继续下去, 直至信源最后只剩下 1 个符号为止。

(4) 将每次合并的两个信源符号分别用 0 和 1 码符号表示。

(5) 从最后一级缩减信源开始, 向前返回, 就得出各信源符



号所对应的码符号序列，即得各信源符号对应的码字。

$$\begin{bmatrix} U \\ P \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_1 & u_2 & u_3 & u_4 \\ 0.5 & 0.25 & 0.125 & 0.125 \end{bmatrix}$$

例，离散无记忆信源对应的 Huffman 编码如图 4-7 所示。

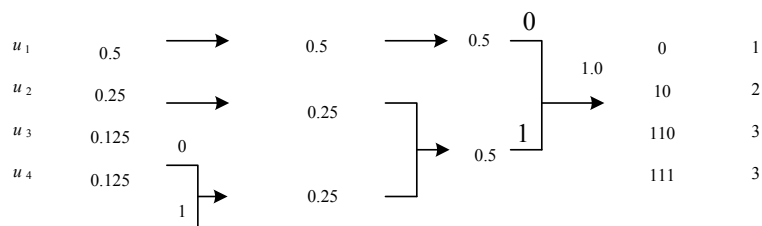


图 4-7 霍夫曼编码示意图

## 4.2.2 相关信源编码

### 1. 预测编码

预测编码是建立在信号（语音、图像等）数据的相关性之上，较早用于信源编码的一种技术。它根据某一模型，利用以往的样本值对新样本进行预测，以减少数据在时间和空间上的相关性，达到压缩数据的目的。实际利用预测器时，并不是利用信源的某种数学模型，而是基于估计理论、现代统计学理论设计预测器，这是因为信源的数学模型的建立是十分困难的，有时无法得到其数学模型，预测器对样本的预测，通常是利用样值的线性或非线性函数关系预测现时的系统输出。

由于非线性的复杂性，大部分预测器均采用线性预测函数。科尔莫戈罗夫 (Kolmogorov)、维纳 (Wiener)、卡尔曼 (Kalman) 等人在 20 世纪 40 年代对线性预测理论已作出了杰出贡献，他们建立了以最小均方量化误差为准则的最优预测理论与方法，广泛应用于通信工程和航天航空飞行器的控制等方面，促进了数字技



术的迅速发展，形成了用于数据压缩的预测编码理论。

### 2. DPCM 编码

DPCM 即差分脉码调制，其工作原理如图 4-8 所示。

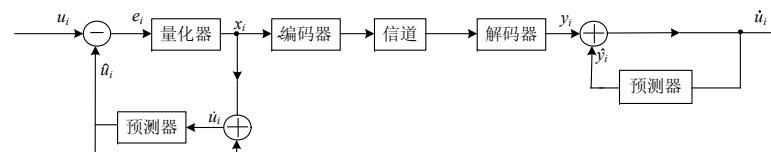


图 4-8 DPCM 型原理图

信源输出序列  $u_i$  即为 DPCM 输入序列。 $u_i$  与预测值  $\hat{u}_i$  相减得到误差值  $e_i$ ，再将  $e_i$  量化成数字序列  $x_i$ 。经信道传输后变成  $y_i$  序列。在接收端将接收到的  $y_i$  与在接收端形成的预测值  $\hat{y}_i$  相加，可得恢复后的信源序列  $\hat{u}_i$ ，同时又将  $\hat{u}_i$  反馈到接收端线性预测器，以求得下一瞬间的预测值  $\hat{y}_{i+1}$ 。由于预测误差  $e_i$  的熵（或者方差）远远低于输入序列  $u_i$  的熵（或者差值），所以经预测后可以很大程度地提高压缩信源的数码率。

### 3. 变换编码

信源序列往往具有很强的相关性，要提高信源的效率首先要解除信源的相关性。解除相关性可以在时域上进行（这就是上节中介绍的预测编码），也可以在频域，甚至在广义频域内进行，这就是要在本节中介绍的域变换编码。

在信号分析中，对连续的模拟信号，如果它是周期性的，则可采用傅氏级数展开，若是非周期性的，则可采用傅氏积分（变换）来表示，但无论是级数还是积分，都属于一类正交变换，是从时域展开成频域的变换。同理，对离散的数据序列信号也可引入同样的离散傅氏变换。而且，还可以进一步将其推广为广义的频域变换。



变换编码的基本原理就是将原来在空间域上描述的信号,通过一种数学变换(例如,傅里叶变换、正交变换等)变换到变换域(如频率域、正交矢量空间)中进行描述。简单地讲,即把信号由空间域变换到变换域中,用变换系数来描述。这些变换系数之间的相关性明显下降,并且能量常常集中于低频或低序系数区域中,这样就容易实现码率的压缩,而且还大大降低了实现的难度。

目前人们已寻找到不少这类最佳及准最佳正交变换,它们分别是 KLT 变换、离散傅里叶变换(DFT)、哈尔变换(HRT)、Walsh Hadamard 变换(WHT)、斜变换(SLT)、离散余弦变换(DCT)、离散正弦变换(DST)等。相比较发现 DCT 和 DST 虽然在理论上不是最优,但是它们在去相关与能量集中性上仅次于 KLT 变换,而且均具有快速算法。

#### 4. DCT变换

$$\text{DCT 正变换: } Y = AXA^T \quad (4-47)$$

$$\text{DCT 反变换: } X = A^T Y A \quad (4-48)$$

$$\text{其中, } A_{ij} = C_i \cos \frac{(2j+1)i\pi}{2N}, \quad C_i = \sqrt{\frac{1}{N}} (i=0), \quad C_i = \sqrt{\frac{2}{N}} (i \neq 0)$$

由上可推出:

$$Y_{xy} = C_x C_y \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \cos \frac{(2j+1)y\pi}{2N} \cos \frac{(2i+1)x\pi}{2N} \quad (4-49)$$

$$X_{ij} = \sum_{x=0}^{N-1} \sum_{y=0}^{N-1} C_x C_y Y_{xy} \cos \frac{(2j+1)y\pi}{2N} \cos \frac{(2i+1)x\pi}{2N} \quad (4-50)$$

以 4\*4 的 DCT 变换为例,可计算出:



$$A = \begin{bmatrix} 0.5 & 0.5 & 0.5 & 0.5 \\ 0.653 & 0.271 & 0.271 & -0.653 \\ 0.5 & -0.5 & -0.5 & 0.5 \\ 0.271 & -0.653 & -0.653 & 0.271 \end{bmatrix}$$

$$\text{假定一个待变换的原始矩阵为 } \begin{bmatrix} 5 & 11 & 8 & 10 \\ 9 & 8 & 4 & 12 \\ 1 & 10 & 11 & 4 \\ 19 & 6 & 15 & 7 \end{bmatrix}, \text{ 最终可计算}$$

出变换的结果为:

$$Y = AXA^T = \begin{bmatrix} 35 & -0.079 & -1.5 & 1.115 \\ -3.299 & -4.768 & 0.443 & -9.010 \\ 5.5 & 3.029 & 2 & 4.699 \\ -4.045 & -3.010 & -9.384 & -1.232 \end{bmatrix}$$

从以上的 DCT 变换可以看出,正交变换方法最重要的特点是能量主要集中分布在信号的低频或低序区域,使大多数变换系数为零或很小的数值。若在信源质量允许的条件下,可以舍弃能量较小的系数,或者分配其很少的比特,这就是正交变换能实现高压缩率的根本原因所在。虽然 DPCM 方法也能使变换系数出现很多的零或小幅值系数,但是它的这些幅值分布在全空间范围内,对每个系数均需要编码。正交变换方法按统计规律集中分布在一定的区域上,无须对每个系数编码。

实践已经证明正交变换能使矢量信号的各个分量互不相关,即变换域信号的协方差矩阵为对角线型,在一定条件下甚至可以使这些系数相互独立,这样就使有记忆信源变成了无记忆信源。

#### 4.2.3 限失真信源编码

**限失真信源编码定理:** 设  $R(D)$  为离散无记忆信源  $X$  的信息率



失真函数,  $R$  为信宿传输率, 则当信息率  $R > R(D)$  时, 只要信源序列长度  $L$  足够长, 一定存在一种编码方法, 其译码失真小于或等于  $D + \varepsilon$ ,  $\varepsilon$  为任意小的正数; 反之, 若  $R < R(D)$ , 则无论采用什么样的编码方法, 其译码失真必大于  $D$ 。

限失真信源编码定理指出, 在失真限度内使信息率任意接近  $R(D)$  的编码方法存在, 然而, 若信息率小于  $R(D)$ , 平均失真一定会超过失真限度  $D$ 。

### 1. 标量量化编码

连续信源限失真编码的主要方法是量化, 就是把连续的样值离散化为某些量化级数, 所以量化也可称为数字化。量化后的信号也可称为数字信号, 这种转换必将引入失真, 量化时必须使这些失真最小。常用的量化方法有标量量化和矢量量化两种, 所谓标量量化是指每次只量化一个模拟样本值, 故又称为零记忆量化。

标量量化中最简单的方法是均匀量化, 也称为线性量化。设量化器输入为  $x$ , 对应实数值域空间为  $R$ , 量化器输出为  $y$ , 对应的实数值域空间为  $R_c$ ,  $x$  和  $y$  的关系为

$$y = Q(x) \quad (4-51)$$

设  $R_c$  对应取值范围  $[a_0, a_n]$ ,  $a_0$  可为负无限,  $a_n$  可为正无限。所谓均匀量化就是将区间  $[a_0, a_n]$  分割为  $n$  个相等距离且互不重叠的子区间  $[a_i, a_{i+1}]$ , 取每个小区间的中点值作为量化值  $y_i$ , 即  $a_i \leq x \leq a_{i+1}$  时,  $y_i = (a_{i+1} + a_i)/2$ , 均匀量化的量化误差为:  $e = x - Q(x)$ 。

### 2. 矢量量化编码

要想得到性能好的编码, 仅采用标量量化是不可能的。在最佳编码中, 如将离散信源的多个符号进行联合编码可提高效率, 对连续信源也是如此。当把多个信源符号联合起来形成多维矢量, 再对矢量进行标量量化时, 自由度将更大, 同样的失真下, 量化



级数可进一步减少, 码率可进一步压缩。这种量化叫做矢量量化。

实验证明, 即使各信源符号相互独立, 多维量化通常也可压缩信息率。因而矢量量化引起人们的兴趣而成为当前连续信源编码的一个热点。可是当维数较大时, 矢量量化尚无解析方法, 只能求助于数值计算; 而且联合概率密度也不易测定, 还需采用诸如训练序列的方法。一般来说, 高维矢量的联合是很复杂的, 虽已有不少方法, 但其实现尚有不少困难, 有待进一步研究。

设矢量量化器输入集为  $X = \{X_1, X_2, \dots, X_N\}$ ,  $X_j \in X$ ,  $X_j = (x_{j1}, x_{j2}, \dots, x_{jk})$ ,  $X \in R^k$  ( $k$  维欧几里得空间), 把  $R^k$  划分成  $J=2^n$  个互不相交的子空间  $R_1, R_2, \dots, R_J$ , 求出每个子空间的质心  $Y_i$ , 所有的  $Y_i$  构成  $Y = \{Y_1, Y_2, \dots, Y_J\}$ ,  $Y$  为量化器的输出空间, 也称为 **tqi** 码书 (或码本),  $Y_i$  为码字或码矢,  $J$  为码书的长度。

对  $J$  阶  $K$  维的矢量量化, 实质上是判断输入  $X_j \in R^k$  属于哪个子空间  $R_j$ , 然后输出该子空间代表码字  $Y_i$ , 即:

$$Y_i = Q(X_j), 1 \leq i \leq J, 1 \leq j \leq N$$

这里  $Y_i$  就是  $X_j$  的编码。

实际编码时, 在发送端只需记录代表码字  $Y_i$  的下标  $i$ , 所以编码过程是把  $X$  映射到  $I = \{1, 2, \dots, J\}$ ; 而译码过程是在接收端依据收到的  $i$  代码, 查找码书  $Y$ , 获得码字  $Y_i$ , 用来代替  $X_j$ 。由于总的码字个数  $J$  一般远小于总的输入信号  $N \times K$ , 所以矢量量化的压缩能力非常大。

传输或存储一个矢量所需比特为  $lbJ$  (一般  $J=2^n$ ), 它是一个  $K$  维矢量, 就是  $K$  个输入信号, 所以每个输入信号的平均比特只有  $lbJ/K$ , 称之为压缩比。适当选取码书长度  $J$  和码字维数  $K$ , 可以获得很大压缩比。矢量量化中码书的码字越多, 维数越大, 失真就越小。只要适当地选择码字数量, 就能控制失真量不超过某一给定值, 因此码书控制着矢量的大小。矢量量化时每输入一个  $X_j$ , 都要和  $J$  个码字  $Y_i$  逐一比较, 搜索与其最接近的码字  $Y_i$ 。由于两者均为  $K$  维矢量, 所以工作量很大。矢量量化是定长码, 容



易处理。

矢量量化由码书  $Y$  和划分  $R_i$  的条件唯一确定。当码书确定后, 通过最近邻域准则可以唯一确定区域分割。因此, 最佳量化器的设计也就是最佳码书  $Y$  的设计。1980 年 Linde、Buzo 和 Gray 将 Max Livod 的迭代算法推广到了多维空间, 称作 LBG 算法。因 LBG 算法由于理论上的严密性和实现的简便性, 以及较好的设计效果而得到了广泛的应用, 并成为各种改进算法的基础。有关 LBG 算法等知识请参阅有关文献。

### 4.3 水声信道的编码技术

虽然现在对水声垂直信道的研究卓有成效, 但是在对其水平信道的研究上却没有很大进展。这是因为, 在水平信道中如果使用与垂直信道相同的通信技术将导致通信速率低, 误码率提高。

针对水声水平信道特性常用的编码方法有: Pattern—时延差编码、串行级联码、TCM 码等, 具体介绍如下。

#### 1. Pattern—时延差编码

基本原理

“Pattern—时延差编码,” (简称 PDS) 通信体制是改善浅海水声数字通信质量的一种探索, 海洋中水平方向水声通信的主要障碍是信道多途干扰。多途干扰体现在两方面: 码元的多途时延扩展和多途干涉使接收码元波形畸变。

相干多途信道的冲击响应函数为:

$$h(\tau) = A_0\delta(\tau - \tau_0) + \sum_{i=1}^{N-1} A_i\delta(\tau - \tau_i) \quad (4-52)$$

式中,  $A_i$ 、 $\tau_i$  为通过接收点的声线参数: 幅度和时延。决定冲击响应函数的声线集合称为本征声线簇。

若声线发射信号为  $Z(t)$ , 则在多途信道中的接收波形为:



$$S(t) = A_0Z(t - \tau_0) + \sum_{i=1}^{N-1} A_iZ(t - \tau_i) + n(t) \quad (4-53)$$

上式中, 右边第一项为直达声, 第二项为多次界面反射声或折射声所产生的多途扩展, 若在时间上与直达声相重叠, 则还将产生干涉, 从而畸变合成一信号的波形及幅度, 使之有异于发射信号。第三项为干扰噪声, 例如: 环境噪声或本地干扰。若多途扩展与直达声的时延差大于码元宽度, 则它与相继码元波形相重叠并产生干涉, 称之多途“码间干扰”。若两者的时延差小于码元的时延分辨宽度, 则导致多途“码内干扰”。克服多途码间干扰的简单的方法是在码元间留有足够长的等待时间, 即要求码元间的时间间隔  $T$  应大于多途时延扩展时延  $\tau_d$ , 这使得通信速率很低。克服码间多途干扰的另外一种方法是采用某种“分割”的通信体制, 例如频率分割体制, 这就是移频编码。采用的频点数  $M$  与码元宽度的关系为:

$$M = \left\lceil \frac{\tau_d}{T_0} \right\rceil + 1 \quad (4-54)$$

式中,  $\lceil \cdot \rceil$  表示取整运算,  $T_0$  为码元宽度,  $\tau_d$  为多途时延最大扩展量。

接收端用  $M$  个滤波器来实现码元的分割, 即多途时延扩展的时间间隔内每个滤波只输出相应频点码元的直达声及其多途波形, 从而避免了码元间互相干扰。移频编码是多途信道中较稳健的通信体制, 其不足是高速数字通信所占用的带宽太大。

PDS 体制采用码元的多种波形 (Pattern) 来进行码元分割, 接收端用复制相关器来实现对多种码元的分割。对应于每种 Pattern 码元, 复制相关器有相应参考信号, 只要各种 Pattern 波形的互相关系数足够小, 每个 Pattern 参考波形的相关器就能辨认同应的码元, 即只有当接收波形与相关器参考波形相同时才输出较大的相关峰, 从而在多途时延扩展的时间间隔内只有相对应的单个码元的直达声及其多途才使相关器输出较大的相关峰, 实现了



对各码元的分割，抑制了码间干扰。对 PDS 体制，抗码间多途干扰的关键在于设计互相关系数足够小的 Pattern 集合。若共有  $M$  种 Pattern 的码元，则抗多途时延扩展的最大值是  $\tau_d = MT_0$ 。PDS 通信体制利用 Pattern 进行码元分割，其优点是所占频带较窄，且在多途信道中是较频率分割更稳健的通信体制。PDS 体制利用信息码与校正信号的时延差进行信息编码。

采用某种信道补偿技术也可以克服多途干扰的影响，例如，信道自适应均衡技术等。该技术对克服码间和码内多途干扰均有一定效果。其指导思想为通过对信道冲击响应的估计，依据接收信号波形来恢复发射信号的波形，从而可以正确地译码，以避免多途干扰的影响。

但是，上述三种方法对时延差极小的“相消”多途码内干扰（多途反相干涉，例如：直达声和反射声反相）均不是十分有效。迄今，这仍然是产生误码的重要且较难克服的物理原因。

## 2) 基本框图

PDS 码波形示意图如图 4-9 所示。

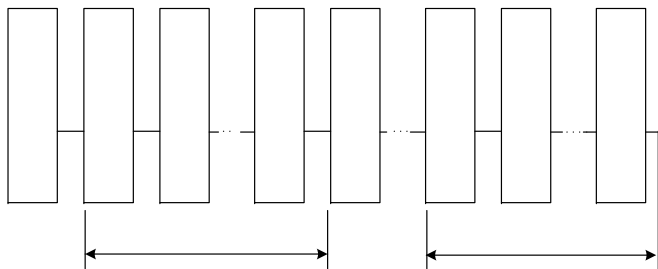


图 4-9 PDS 码波形示意图

第一个码元称为帧同步码元，它提供译码的时间窗基准。第一组“Block 0”为校正码，它们中的每一个为各自对应 Pattern 信息码提供时延差测量基准和门限参考基准。校正码的作用之一是用来克服码内多途干涉对时延差测量的影响，只要注意到校正码



与对应的信息码具有相同的 Pattern 波形，就可以相信缓慢时变信道引起的时延偏差对二者是相同的，从而若以校正码为时延差基准时，信道的码内多途干涉对时延差测量是不会有严重影响的。“Block 0”以后的各组码为信息码，用以传送数据或报文。每个 Block 内均有  $M$  种 Pattern 的调频脉冲（码元）。所有 Pattern 之间的互相关系数应尽可能小，通常它们的归一化互相关系数至少应小于 0.35（抗码间多途干扰所必需的）。

PDS 水声通信系统框图如图 4-10 所示。

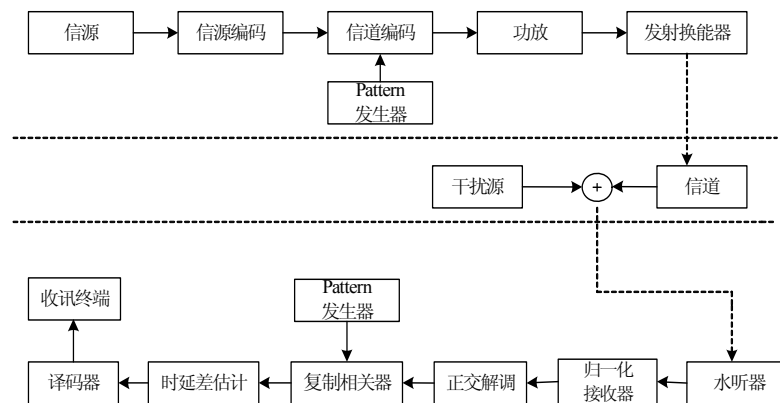


图 4-10 PDS 水声通信系统框图

信源编码器产生代表通信报文的数字序列，信道编码器将其调制为各种 Pattern 的相对于基准（校正码）的 PDS（Pattern Time Delay Shift）延时差编码。接收到的信号受多途和噪声干扰。复制相关器在接收开始时搜索帧同步信号，一旦检测到帧同步码元，相关器即产生时间窗，在相应的时间窗内产生对应的相关参考信号 Pattern，此时相关器从干扰噪声背景中检出与参考 Pattern 相同波形码元的相关峰，并且精密地测量该相关峰与同一 Pattern 的校正码相关峰的时延差。Block 0 为每一个 Pattern 码元提供一个时延差基准。信息码的时延差序列由译码器翻译成数字序列或报文。





相关器对 Block 0 各码元的响应,即它输出的相关峰峰值对于各种 Pattern 是不同的,并且受码间多途干涉及信道传播损失的影响,是缓慢时变的。由校正码的各相关峰峰值分别确定对应 Pattern 码元的检测门限值可以保证抑制码间多途干扰和噪声干扰,称之为自动门限。由于各 Pattern 间的互相关系数足够小,因而码间干扰能被自动门限所抑制。简言之,只要各 Pattern 码元之间互相关系数足够小,自动门限可以抗码间多途干扰。以校正码相关峰为时延差测量基准,可以显著减小码内多途干涉引起的时延差测量误差。从而可以抗码内多途干扰。在信道的相关时间长度内发送一组校验码,将能使 PDS 码与缓慢时变的信道相匹配,即自动门限和时延差测量基准将能跟踪信号的变化。

高速水声数字通信受制于信道多径干扰,这些干扰表现在符号内部多径干扰和符号间的多径干扰。后者限制了通信速率,前者影响通信的可靠性和误码率。为了克服这些影响,这里的分析使用了一种典型的 FSK 通信方式:通过划分频带来解决符号间多径干扰,再用一组滤波器来区分不同频率的各个编码。然而这种方法需要宽的带宽以满足高传输速率的要求。

上述讨论中,分析了一种使用不同参考信号的复制相关器来分别编码的 PDS 通信技术。它可以解决符号间多径干扰以达到在窄带宽中实现高数据速率。这种方法的关键在于每两种 Pattern 码的互相关系数必须足够小,有关的标准是必须低于 0.35。

PDS 通信体制利用时延差进行信息编码,因而时延差估计是译码的关键技术之一,相关的技术和理论请参考相关文献。

## 2. 串行级联码

Forney 于 1966 年在协调了纠错编译码性能与译码复杂度的基础上,提出了串行级联码的概念。并且首先提出了利用两个确定的短码来构造长码的串行级联码的纠错编码方法,并采用最大似然译码,这样的编码方式证明了香农 Shannon 的信道编码理论,



经证明串行级联码是接近香农极限的渐进好码,它协调了性能与译码复杂度的矛盾。

内码一般选择卷积码。这是因为对于卷积码,编码上充分利用了各个码组的相关性,其前后码组的卷积可看成一项增加码长的措施,从噪声均化和冗余度双重角度看都符合构成好码的条件,因此有较好的纠错能力,而在其译码方面,卷积码的维特比译码是最大似然译码,在一定条件下等效于最佳译码,并且还可以进行软判决,获得一定的编码增益。外码应该选择高性能的码,它必须能较好地纠正由内码不能完全纠正的错误,也必须能纠正信道产生的突发错误,还要能纠正由于内码的错译而产生成片的突发错误。在实际的水声信道中,由于信道影响的因素较多,还有内译码器错译的影响,经常会产生主突发性的错误,所以一般外码应选择纠突发错误能力强的 RS 码。

水声远程数据通信对实时性要求较低,所以允许使用长码组以增加最小码距,使纠错能力提高,选用最小码距尽量大的编码方案,单纯增加分组码的码长,会使译码设备的复杂度呈指数增加,在同样编码复杂度的前提下,采用级联编码方案可以获得很高的编码增益,级联编码仿真原理框图如图 4-11 所示。

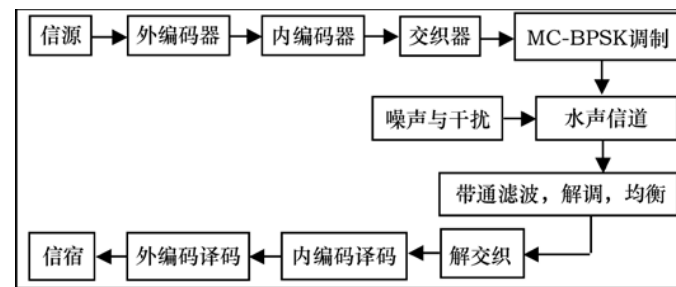


图 4-11 远程水声通信级联编码原理框图

串行级联编码进行译码时,首先使用内译码器来纠正错误,当发生较长的突发错误或者随机错误比较多,超过内码的纠错能



力时, 则内码译码器产生错译, 输出的码字中包含少量错误, 但这只是相当于外码的几个符号错误, 外译码器可以比较容易纠正, 所以级联码具有很强的纠突发错误与纠随机错误的能力。

### 3. TCM编码

无论采用何种纠错编码技术, 其纠错能力的获取都是以资源的冗余度为基础的。换言之, 通过编码使误码率降低是要付出代价的, 这种代价或者是频带利用率的降低, 或者是功率利用率的降低(单位功率所传输的信息比特数降低), 或者是设备变得比较复杂、昂贵。

网格编码调制(TCM)是1982年由Ungerboeck.G提出的, 这种方法既不降低频带利用率, 也不降低功率利用率, 而是以设备的复杂化为代价换取编码增益, 在当前电子与集成电路高速发展、传输媒体成本高于终端设备成本而成为通信成本的第一考虑因素时, 这种方法无疑是非常吸引人的。现在, 这种网格编码调制已在频带、功率同时受限的信道, 如太空、卫星、微波等通信中大量使用, 占据了统治地位。

水声信道是一个极其复杂的时间—空间—频率变参随机信道, 存在窄带、高噪、强多径干扰、载波频率低、传输时延大、传输衰耗大等众多因素的制约, 是至今难度最大的无线通信信道。在水声通信中, 由于发射信号功率与带宽的限制, 要进一步提高数据传输率, 利用在水声信道中比较稳健的MFSK技术可挖掘的潜力有限。因此, 近年来, 人们逐渐开始将频带利用率高的调制技术(如MPSK)应用于水声通信中, 并通过纠错编码技术来降低系统的误码率。但采用纠错编码技术必然引入信息冗余, 在信息传输速率不变的情况下, 要求信道有更宽的带宽。而水声信道的带宽十分有限, 因此低误码率和高信息传输率的矛盾在水声通信中表现得非常尖锐。TCM技术在不损失数据速率或不增加带宽的情况下, 获得可观的编码增益, 从而在很大的程度上改善信息



传输的抗干扰性能, 预期能在水声通信领域取得很好的应用。

TCM的基本特征是:

(1) 星座图中所用的信号点数大于未编码同种调制所需的点数(通常扩大一倍), 这些附加的信号点为纠错编码提供冗余度。

(2) 采用卷积码在相继的信号点之间引入某种依赖性, 因而只有某些信号序列才是允许出现的, 而这些允许的信号序列可以采用网格图来描述, 因而称为网格编码调制(Trellis Coded Modulation, TCM)。

下面给出基于水声信道的级联TCM编译码方案:

#### 1) 水声信道的级联TCM编码方案

由前面的分析可知, TCM技术在不损失数据速率或不增加带宽的情况下, 可获得可观的编码增益, 因此将TCM技术应用于水声通信系统可在很大程度上改善系统的抗干扰性能, 为了进一步改善系统性能, 在水声通信系统中, 采用RS分组码与TCM编码组成的级联TCM编码方案如图4-12所示。在此方案中, TCM编码将卷积编码与多元调制技术结合在一起, 并对传输信号点集进行集合分割映射, 它使得编码器和调制器级联后产生的发送序列具有最大的自由欧氏距离, 传输信号点集合分割映射原理是使  $d_{2fm}$  增加的关键, 因此也是TCM方案构造的核心。随着信号点集的逐级分割, 子集内信号点之间的欧氏距离增大。

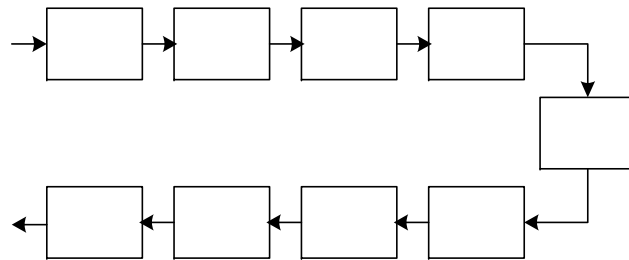


图4-12 级联TCM编码系统框图



另外，TCM 的状态数也是影响 TCM 编码性能的另一个主要因素，TCM 的状态数定义为 TCM 编码器可能所处的状态个数，在加性噪声信道条件下，相对于传统的未编码 4PSK 调制，基于 8PSK 调制的 4 状态 TCM 方案有大约 3dB 的编码增益，如果选用更为复杂的 TCM 方案，那么可以达到约 6dB 的编码增益，在此方案中，对 4 状态 8PSK-TCM 与 8 状态 8PSK-TCM 的编译码原理进行了分析与仿真，4 状态 8PSK-TCM 与 8 状态 8PSK-TCM 编码器的结构如图 4-13 和图 4-14 所示。RS 分组码具有纠突发错误的能力，因此特别适用于诸如水声信道的衰落信道。RS 分组码与 TCM 编码进行级联可在一定程度上进一步提高系统性能。

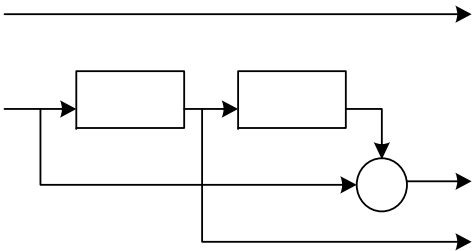


图 4-13 4 状态 8PSK-TCM 编码结构

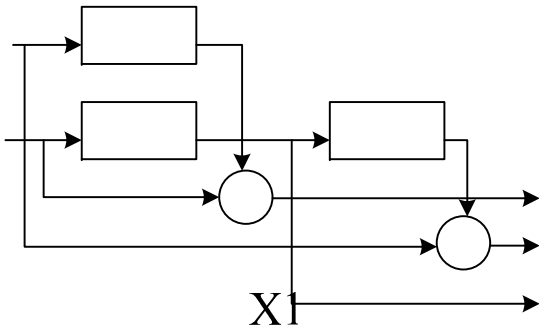


图 4-14 8 状态 8PSK-TCM 编码结构

2) TCM 译码原理

TCM 的译码由两部分组成，一是卷积码的译码，二是译码序列的反映射。卷积码的译码采用 Viterbi 译码，选用欧氏距离作为判决标准，即采用软判决的方法，在软判决译码中，接收序列各码元对应的波形被量化后与调制序列进行相关运算，将具有最小欧氏距离的路径所对应的信息序列作为译码器的输出。译码器的输出进行相应的反映射就可得到真正的数据信息。

本章首先对编码理论的一些基本概念、基本理论及基本的编码技术作了必要的说明，然后介绍了水声通信系统具体用到的各种编码技术。对于水声通信系统而言，除了信道编码、信源编码，可能也会有安全保密上的考虑，相关的保密编码技术读者可参考相关文献，此处从略。最后，随着现代编码理论的发展，可以将信道编码与信源编码（预编码）乃至保密编码结合起来，并引入人工智能处理技术，具体的内容，有兴趣的研究者可参考相关文献。

参考文献

[1] 樊昌信. 通信原理[M]. 北京: 国防工业出版社, 第 6 版, 2006.  
[2] 孙青华. 现代通信技术[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2005.  
[3] 隗永安. 现代通信原理[M]. 四川: 西南交通大学出版社, 2000.  
[4] 曹志刚. 钱亚生. 现代通信原理[M]. 北京: 清华大学出版社, 1992.  
[5] 王秉钧. 现代通信系统原理[M]. 天津: 天津大学出版社, 1999.  
[6] 王维一. 统计通信原理[M]. 上海: 上海交通大学出版社, 1987.  
[7] 马雯, 黄建国, 张群飞. 基于正交频分复用的高速水声通信技术研究[J]. 声学技术, 2005,(05):40-42.  
[8] 李霞, 姜卫东, 方世良等. 水声通信中的多载波 CDMA[J]. 声



学技术, 2005, 24(4):202-205.

- [9] 孙静, 黄建国, 何成兵. OFDM 中程水声通信系统仿真及实验[J]. 计算机仿真, 2006, 23(2):18-21.
- [10] 储钟圻. 现代通信新技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 第2版, 2004.
- [11] 吴海西. WDM 技术的原理及其应用与发展[J]. 现代电信科技, 2000, (10):6-10.
- [12] 文元美. 现代通信原理[M]. 北京: 科学出版社, 2005.
- [13] 曲炜. 信息论与编码理论[M]. 北京: 科学出版社, 2005.
- [14] 王新梅, 肖国镇. 纠错码原理与方法[M]. 西安: 电子科技大学出版社, 2000.
- [15] C. D. Forney. Concatenated codes[M]. Cambridge, MA:MIT Press, 1966.
- [16] 桑恩方, 叶松. 水声语音通信中信源编码鲁棒性的研究[J]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学学报, 2002, 10, 23(5):20-23.
- [17] 郭淑霞, 高颖, 黄建国. 远程水下通信系统纠错编码方法研究[J]. 测控技术, 2006, 25(3):30-32.
- [18] 郭淑霞, 仵敏娟, 费益, 黄建国. 基于水声信道的级联 TCM 编码技术研究[J]. 无线通信技术, 2006.03:7-10.



## 第5章 水声信号的调制解调

使信号波形适于信道传输所进行的处理过程称为调制。调制技术的分类方法主要有以下几种：按照调制后的信号是采用基带传输还是频带传输，调制可以分为基带调制和载波调制；从对载波信号的参量实行连续调制还是离散调制来看，可以分为模拟调制和数字调制；从使用的载波来分析，可以分为连续波调制和脉冲调制。

相比于空间无线电通信，水中声波通信的研究起步较晚，其各种技术的研究也落后于无线电通信，水声通信中调制技术的研究，主要是无线电通信中各种调制技术由空中向水下的迁移，其中最大的变化是信道的改变。前面已经提到，水声信道是一个高噪声、强混响、信道带宽窄、多途效应严重、时变、空变、频变的信道。其主要特征表现为：传播损失、多径效应、频散效应。针对水声信道的这种复杂性，无线电通信中常用的调制解调方式在此也要进行相应的改进。

早期的水声通信主要使用模拟频率调制技术，如 WHOI 研究所 20 世纪 50 年代末研制的调频水声通信系统，使用 20 kHz 的载波和 500 Hz 的带宽，实现了水底到水面船只的数据通信。

由于技术条件的限制，从 20 世纪 60 年代起很长一段时间里，水声通信技术没有得到进一步的发展。与电信方面日新月异的变化相比，水声通信的技术和装备显得落伍和陈旧。进入 20 世纪 70 年代以来，随着探测区域从沿海大陆架延伸到深水区，以及探测距离和深度的增加，要求数据传输系统的传输速率高、传输距离远，开始较多地使用数字调制技术，采用数字技术的重要性在于：首先，它可以利用误差修正技术来提高数据传输的可靠性，可以

采用复杂的纠错编码技术以增加传输的可靠性；其次，它能够对在时域（多途）和频域（多普勒扩展）上的信道畸变进行各种补偿，可以采用数字处理技术来抵消信道多途和频谱扩展的影响。随着处理器技术的提高，各种采用快速解调的算法也随之发展起来。数字调制技术主要有幅移键控（ASK）、频移键控（FSK）和相移键控调制（PSK），以及由此派生出的其他调制方式。

幅移键控（ASK）是指用数字基带信号控制载波幅度来进行信息传递的一种调制技术。由水声信号幅度起伏的影响而造成多级 ASK 在解调时难以设置适当的检测阈值，因而水声通信中的幅移键控大多使用通断键控（OOK）方式，这是一种最简单的幅度键控。它使用单极性不归零码控制载波幅度，码元为“1”时送出载波，码元为“0”时不送出载波。该方法的功率利用率极低，抗多途干扰能力也很弱，只适用于一些通信速率要求不太高的场合。我国的 660 声呐的电报工作方式就采用了通断键控方式。

现代的数字水声通信系统多使用频移键控或相移键控调制方式。

J. Catipovic 等人于 1989 年发表的文章中给出了一个典型的多频键控水声通信系统。系统的工作频率为 20~30 kHz，最大数据传输率为 5Kbps。系统的频带被分成 16 个子带，在每一个子带中传送一个 4-FSK 信号。因此，在整个 64 个通道中，同时使用其中的 16 个通道来并行传送 32 比特的信息（每个 4 通道的子带传送 2 比特）。该系统在 4000 米的水平浅海信道和 3000 米的垂直深海信道中成功地进行了数据传输，误比特率在 0.01~0.1 量级。

但是频移键控调制也有缺陷：需要较宽的频带宽度，单位带宽的通信速率低（一般不超过  $0.5(\text{b} \cdot \text{s}^{-1})/\text{Hz}$ ），并要求有较高的信噪比。当存在多普勒频移时，必须设置一定的频率裕度，这样就不能充分利用有限的水声信道带宽。另外，频移键控调制虽然不需要面对载波相位恢复的问题，但并没有解决多途引起的码间干扰。一些系统在连续的码元间插入一定的间隔来消除码间干扰，



造成通信速率的降低。

相移键控调制方式有绝对调制和相对调制之分，将在下文进行详细介绍。

目前用于水声通信的解调方式大致分为非相干方式和相干方式，并由此可以把水下声通信系统分为非相干通信系统和相干通信系统。非相干方式抗信道起伏的能力强，接收端易于解调，且算法稳定性好。相干方式带宽利用率、通信速率都较高，但是相干信号的解调需要载波精确的同步，这在恶劣的水下声信道中是不易实现的。同时，为了解决由多径信号产生的码间干扰，接收端需要一定的自适应算法才能实现较为理想的解调。

此外，有些水声通信研究者对刚出现的一些正在研究、尚未使用的无线通信新技术也开始进行水声通信方面的应用研究，比如西北工业大学的混沌技术在水声通信中的应用研究。

下面先对这两种通信系统作简要的介绍；然后介绍扩频通信，一种能有效对抗水声干扰的通信体制；最后对信号接收问题进行简单的介绍。

## 5.1 非相干通信

非相干方式抗信道起伏的能力强，接收端易于解调，且算法稳定性好。在近 10 多年间，非相干接收技术的发展主要在于采用更有效、能力更强的硬件。高可靠性、长期无人值守的系统也是非相干系统研制的一个方向。非相干接收系统在远距离传输时，其接收机结构没有本质的变化。目前，非相干系统研制面临的主要任务是自适应调节系统的参数达到最佳化，以适应所处的信道环境，从而达到最远的传播距离、最高的数据率和可靠性。

### 5.1.1 FSK方式简介

非相干方式多采用 FSK 信号。基于能量检测的非相干 FSK 方

式的最大优点是，通信的可靠性高。由于水声信道的混响与起伏特性，信号的相位与幅度都受到严重的畸变。而基于能量检测的 FSK 方式对相位畸变是不敏感的。而且对于非相干方式解调而言，通过正交双通道的处理，随机相位抖动是可以在基带得以消除的。下面以二元 FSK 为例来重点讲解。

FSK 是用不同频率的载波来传递数字消息的。二元 FSK 则是用两个不同频率的载波代表数字信号中的两个电平，也就是说，将“1”和“0”这两个不同符号所对应的消息载荷在两个不同的信号频率上。当表示传号“1”时，发送频率为  $f_1$  的余弦信号；当需要表示空号“0”时，则发送频率为  $f_2$  的余弦信号，而它们的幅度却是一样的。

因此，理想的二元 FSK 信号可表示为：

$$S(t) = \begin{cases} A \cos(2\pi f_1 t + \theta_1) & (\text{传号“1”时}) \\ A \cos(2\pi f_2 t + \theta_2) & (\text{空号“0”时}) \end{cases} \quad (5-1)$$

理想的二元 FSK 信号波形如图 5-1 (a) 所示，其产生方框图如图 5-1 (b) 所示。

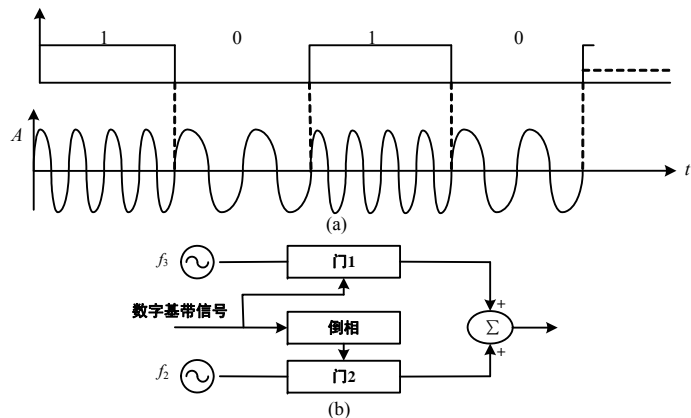


图 5-1 二元 FSK 信号波形及产生框图

如果用  $f_c + \Delta f = f_1$  的载波表示“1”，用  $f_c - \Delta f = f_2$  的载波表示“0”，

则  $S_{\text{FSK}}(t)$  可改写为:

$$S_{\text{FSK}}(t) = \begin{cases} A \cos[(\omega_c + \Delta\omega)t + \theta_1] & (\text{传号“1”}) \\ A \cos[(\omega_c - \Delta\omega)t + \theta_2] & (\text{传号“0”}) \end{cases} \quad (5-2)$$

FSK 信号的检测也可分成为相干检测和非相干检测两类, 使用中一般以非相干检测为主。

FSK 信号的非相干检测可采用类似于检测模拟调频信号的方法完成, 其原理如图 5-2 所示。此方法的实质仍然是将调频信号的频率变化转换为幅度变化, 然后像调幅信号通过幅度检波一样恢复数字基带信号。

图 5-2 中, 鉴频检测器包含鉴频、整流两个环节, 工作原理与模拟调制中频率调制信号的解调类似。

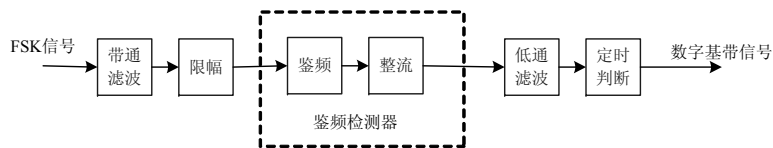


图 5-2 鉴频检波系统方框图

二元 FSK 信号还可采用双滤波器法检测, 它既可以构成非相干检测系统, 也可以构成相干检测系统。

图 5-3 给出了非相干检测系统的模型。可见, 它实际上由两个 ASK 接收机组成。其工作原理是用一对带通滤波器来区分中心频率为  $f_1 = f_0 + \Delta f$  和  $f_2 = f_0 - \Delta f$  的信号。当忽略噪声影响时, 假定收到频率为  $f_1 = f_0 + \Delta f$  的载波脉冲, 线性包络检波器 LED1 输出非零包络  $\rho_1(t)$  到取样判决器, 而  $\rho_2(t)$  近似等于 0。当收到频率为  $f_2 = f_0 - \Delta f$  的载波脉冲时, 线性包络检波器 LED2 输出非零包络  $\rho_2(t)$ , 而  $\rho_1(t)$  近似等于 0。检测到的包络  $\rho_1(t)$  与  $\rho_2(t)$  在取样判决时刻  $t_0$  由判决器实施判决。若  $\rho_1(t) - \rho_2(t) > 0$ , 判为“1”; 反之

则判为“0”。因此, 实际上是判决电路根据  $t_0$  时刻取样值极性的正负 (幅度是相同的) 恢复基带数字信号。对于非零噪声情况, 上述接收过程是相同的, 只不过噪声的影响可能会引起错误的判决。

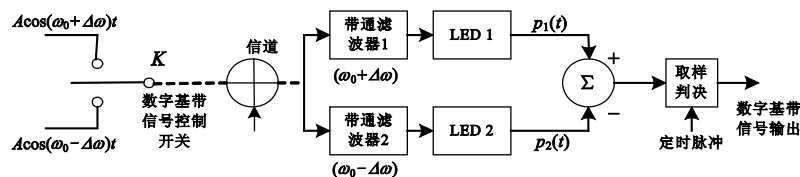


图 5-3 FSK 非相干检测系统模型

相干检测系统方框模型与图 5-3 类似, 只需将图中两个包络检波器用两个相干解调器替换, 如图 5-4 所示, 其工作原理是显而易见的。由于非相干检测的设备简单, 同时在相同的输出信噪比条件下, 相干检测相比非相干检测仅节省 1dB 的信号功率, 因此非相干系统是常用的。而相干解调由于需要产生两个与  $f_0 \pm \Delta f$  同步的本地载波, 比较复杂, 实际上不采用。

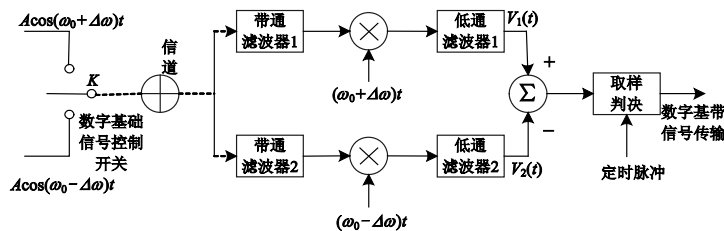


图 5-4 FSK 相干检测系统模型

### 5.1.2 适合水声信道的FSK信号的设计

在这里, 我们将以 FSK 信号的设计为主线, 对 FSK 信号进行更为详细的描述。



### 1. FSK信号的基本格式

首先对 FSK 信号的处理进行简要说明：对信源编码，可以提高通信性能；接收部分通过译码，可以在一定程度上克服码间干扰，降低误码率；FSK 的解调一般应用现代数字信号处理技术，在频域进行，即对信号进行离散傅里叶变换，然后对频谱进行分析确定发射频率，从而获得发射信息。

根据上面所提到的特点，按图 5-5 设计发射 FSK 信号。

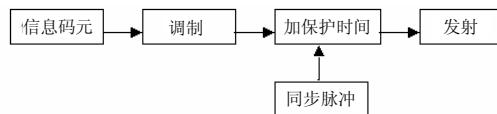


图 5-5 FSK 信号发射框图

框图中保护时间 (guarding time) 的设计是为了抑制多径效应。而同步脉冲的概念与一般的数字信号中同步的概念不同。这里所谓同步的概念实际上是针对多普勒频移修正而言的。这个同步脉冲是一个单频信号，而且这个频率是收、发双方都已知的。接收方通过检测这个频率的偏移量，就可以测定多普勒频移的具体参数。然后，对接收序列作相应的频移矫正，这就是同步脉冲或同步频率的意义。

用于多普勒频移矫正的同步频率的加载还可以采用另一种方案。这种方案的设计主要基于接收处理方面的考虑。由于水声信道的起伏很大，所以在接收机的前端需要加载一级自动增益控制 (AGC)。只有这样，基于能量检测的非相干解调方式才能正常工作。

而在图 5-5 所介绍的方法中，保护时间内没有信号。这种工作方式不利于自动增益控制稳定的工作。为了使 AGC 不发生剧烈抖动，发射的模拟信号应设计为等幅信号。正是基于这样的考虑，进一步提出图 5-6 所示的信号格式。按照图 5-6 的方式调制发射信

号，可以实现等幅发射。

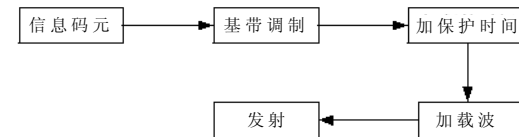


图 5-6 改进的信号发射框图

### 2. 频率分集考虑

水声信道的衰落往往是频率选择性衰落。而通常的 FSK 调制用单一频率代表一个码元或一个字。但是，在频率选择性衰落信道中，由某一信号频点严重的幅度衰减，会产生误码或丢码。因此，为了提高通信的可靠性，可以由多个频率发射同一个码元，这样，即使其中某些频点受到严重的衰减，其他未被衰减的频点仍然可以被用来检测和解调，这就是所谓频率分集的概念。在目前的 FSK 体系中，有一种称为 MFSK 的调制方式，这种调制方式利用了频率分集的概念，它可以在单一的码元时间内发射一个字，即不同的频率代表符号集中不同的符号。由此可以看到，一般的 FSK 信号只是 MFSK 的一种特例。在算法软件化的条件下，两种方式可以结合在一起讨论。

### 3. 数据的格式

在这一小节中主要解决帧格式的问题。在经典的数字信号处理中，帧同步和群同步都是完全数字化的。例如，为了实现帧同步，可以在数据码前加同步码，又称同步头。形式如图 5-7 所示。

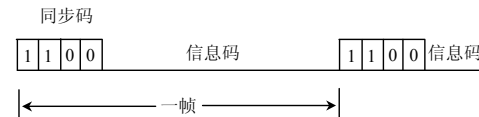


图 5-7 加同步码的数据格式





在水声通信中完全可以套用上面的方法。但是,从算法稳健性(robust)的角度考虑,一般不采用这样的形式。

在实际系统中,可以采用一个单独的频率作为帧同步信号。在接收端通过一个以此频率为中心频率的带通滤波器得到帧同步信号。而对于位同步,仍然可以采用如图 5-7 所示的加同步码元的方法。之所以这样规定是为了发射机更容易地发射所需格式的信号。总的数据格式可用图 5-8 表示。

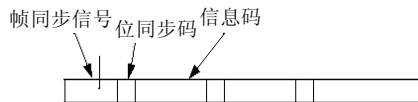


图 5-8 帧格式

#### 4. FSK信号主要参数的计算

对于 FSK 方式,从现在的情况看,主要的缺点是数据率不够高。而提高数据率又取决于频域的分辨能力。可以作这样的估算:离散傅里叶变换,其谱线间的距离为

$$f = \frac{1}{NT}$$

同时我们假定数据处理的速率为

$$\frac{1}{T} = 10\text{kHz}$$

这样我们先确定谱线的最小间距,然后得到 FFT 的样本数  $N$ 。经计算

当  $f=10\text{Hz}$  时,  $N=1000$ ;

当  $f=40\text{Hz}$  时,  $N=250$ ;

当  $f=50\text{Hz}$  时,  $N=200$ ;

当  $f=80\text{Hz}$  时,  $N=125$ ;

当  $f=100\text{Hz}$  时,  $N=100$ 。

根据  $f$ , 可以计算出码元宽度  $T_s$ , 在这里我们只选取三个典型值来计算:

当  $f=40\text{Hz}$  时,  $T_s=25\text{ms}$ ;

当  $f=80\text{Hz}$  时,  $T_s=12.5\text{ms}$ ;

当  $f=100\text{Hz}$  时,  $T_s=10\text{ms}$ 。

如果再假定:我们使用的是 4FSK, 那么得到的数据率就分别是 80bps、160bps、200bps。当然,这里的估算还没有考虑到保护时间和同步的问题。同时,信道编码作为 FSK 不可缺少的部分,会使得这种方式的通信速率进一步降低。

这里的计算只是一种粗略的估算,如果结合频率分析的讨论,这里所得到的结果还会有进一步的变化。

## 5.2 相干通信

### 5.2.1 水声通信中的相干通信方式

相干的通信方式是近 10 年来水声通信的研究热点。相干方式有许多优点,这主要体现在带宽利用率上。为了满足较大的距离速率积(衡量水下通信性能的一个标准),水声通信往往采用相干的通信方式。

相位相干调制有相对相干调制和绝对相干调制之分。绝对相干调制,例如移相键控(PSK)调制,用发射信号的相位直接表示数字信息,它的频带利用率和在白噪声中的误码率性能在数字调制技术中是最优的。但 PSK 信号在接收时需要得到正确的相位参考,否则会造成解调信号的严重错误。相对相干调制——差分 PSK(DPSK)无须载波提取,且在抗频漂、抗多途及抗相位慢抖动能力方面均优于 PSK。因此,在 20 世纪 80 年代初,考虑到相干调制的好处和时变信道的复杂性,相干通信主要是依赖于 DPSK。文献[1]做了相关工作,此系统性能优良的原因在于采用了有较强垂

直方向性的发射源,且数据信息采用 BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem) 和 RS (Reed-Solomon) 编码方式。虽然 DPSK 系统能减小相位跟踪的困难,但无法避免 ISI 的影响,所以它主要用于深海垂直信道或距离很短的水平信道,这种信道多途很小,相位稳定性好,要克服 ISI 的影响,系统中还需要采用抵消码间干扰的技术措施。

尽管相位相干调制技术可以满足较大的距离速率积,但是应用相干技术有两大技术障碍:码间干扰和水声信道多径干扰。在 20 世纪 80 年代初期,相干传输方式的研究进入了一个高潮。具有里程碑意义的是在接收机中使用了判决反馈均衡器 (Decision Feedback Equalization, DFE) 和锁相环 (Phase-Locked Loop, PLL)。图 5-9 是利用了判决反馈的相干接收系统。

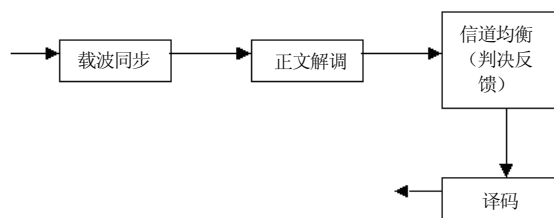


图 5-9 相干接收系统

在传统的水声传输观念中,时变起伏是相干接收的主要障碍,但实际上使用 DFE 和 PLL 也是基于要估计和跟踪信道脉冲响应的复杂性和时变性。非相干接收机努力回避码间干扰的影响,而相干接收机则必须主动减少 ISI 的影响,以获得可靠的相位参考。在高斯白噪声信道,同样的功率和数据率(数据传输速率)条件下,PSK 的误码率低于 DPSK 系统,这个性能有时可用来达到更远的传播距离或使用更低的功率,但其代价是要连续跟踪信号幅度和相位的变化。在近 10 年间,大量基于 PSK 调制,采用 DFE 自适应均衡器和 PLL 的接收机结构被提出来。

一种常用且有效的算法是将 DFE 和二阶 PLL 结合,用 PLL 能快速而稳定地跟踪由信道时变特性带来的多普勒频移,在大多数情况下,信号的时变特性主要体现为时变的多普勒频移,用均衡器跟踪复杂的相对慢变的信道响应。目前,一个成功的相干水声通信系统大都包含一个带有反馈的自适应均衡器和一个联合最佳的 PLL,它常能改善系统的动态性能。

在对 DFE-PLL 及其改进结构进行研究的同时,其他一些方法如无须训练序列的盲均衡和最大似然序列估计等也在研究中。Gomes 提出的盲均衡技术使用线性横向滤波器加一个预判决反馈均衡器,两个滤波器的参数分别进行调节,反馈滤波器用于对输入进行白化。文献[2]中提出在横向滤波器和 PLL 之前加入递推白化滤波器。当超过给定门限后,递推滤波器与 DFE 中的反馈环路连接,采用直接决策判决,若信道条件迅速恶化,算法转向盲均衡模式,无须重新训练就能恢复跟踪。

相干通信方式另一个很重要的方面是,近几年发展起来的扩频水声通信技术。这项技术较明显的优点是抗码间干扰的能力强。比如,有些利用 DPSK 编码的扩频水下通信,信息速率可达 625 bps,每一个码元由 16 个 chip 组成。锁相环是相干通信至关重要的组成部分。锁相环的技术性能直接影响着接收方的性能。因此,随着锁相环技术的不断进步,相干通信的性能又得到进一步的提高。

虽然相干调制方式带宽利用率、通信速率都较高,但是相干通信方式始终存在适用性差的问题,即在一定的海区和一定海况的条件下,某一速率的相干通信可以在允许的误码率下工作,可当上述条件发生变化时,系统的性能就可能发生巨大的变化,因此,相干通信方式存在很明显的信道匹配问题。另外对于相干通信方式用来克服码间干扰的判决反馈方法实现起来相对比较复杂,对硬件要求较高;相干调制方式的典型应用——扩频水声通信这项技术应用起来也具有相当的复杂性,而且这种方案对换能



器的制作也提出了相当高的要求。

相干调制方式多采用 QPSK (正交相移调制) 方式。接收方首先要恢复载波, 即首先实现载波同步, 然后进行正交解调, 把信号搬移到基带进行处理。下面我们详细讲解 QPSK 调制方式。

数字调相: 数字相位调制 (或相移键控-PSK) 与频率调制很相似。不过它的实现是通过改变发送波的相位而非频率, 不同的相位代表不同的数据。PSK 最简单的形式为, 利用数字信号对两个同频、反相正弦波进行控制, 不断切换合成调相波。解调时, 让它与一个同频正弦波相乘, 其乘积由两部分构成: 2 倍频接收信号的余弦波; 与频率无关, 幅度与正弦波相移成正比的分量。因此采用低通滤波器滤掉高频成分后, 便得到与发送波相应的原始调制数据。仅从概念上难以描述清楚, 稍后我们将对上述结论进行数学证明。

正交相移调制: 对 PSK 概念进一步延伸, 可推测调制的相位数目不仅限于两个, 载波应该能够承载任意数目的相位信息, 而且如果对接收信号乘以同频正弦波就可解调出相移信息, 而它是与频率无关的直流电平信号。正交相移调制 (QPSK) 正是基于该原理。利用 QPSK, 载波可以承载 4 种不同的相移 (4 个码片), 每个码片又代表两个二进制字节。初看这似乎毫无意义, 但现在这种调制方式却使同一载波能传送 2 比特的信息而非原来的 1 比特, 从而使载波的频带利用率提高了 1 倍。

下面给出了解调相位调制信号和 QPSK 信号。

利用三角恒等式可以证明如下:

欧拉公式:

$$\sin \omega t = \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j} \quad \cos \omega t = \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2}$$

把两个正弦波相乘, 得:

$$\begin{aligned} \sin^2 \omega t &= \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j} \times \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j} = \frac{e^{2j\omega t} - 2e^0 + e^{-2j\omega t}}{-4} \\ &= \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega t \end{aligned} \quad (5-3)$$

从上式可以看出, 两个同频正弦波 1 (一个为输入信号, 另一个为接收混频器本振信号) 相乘, 其乘积为一个幅度只有输入信号的一半 ( $\frac{1}{2} \cos 2\omega t$ ), 倍高次谐波叠加一个幅度为 1/2 的直流偏置。

类似地,  $\sin \omega t$  与  $\cos \omega t$  相乘的结果为:

$$\begin{aligned} \sin \omega t \times \cos \omega t &= \frac{e^{2j\omega t} - e^{-2j\omega t}}{4j} \\ &= \frac{1}{2} \sin 2\omega t \end{aligned} \quad (5-4)$$

只有二次谐波 ( $\sin 2\omega t$ ), 无直流成分。

现在可以推断,  $\sin \omega t$  与任意相移的同频正弦波 ( $\sin \omega t + \phi$ ) 相乘, 其乘积——解调波, 均含有输入信号的二次谐波, 同时还包含一个与相移  $\phi$  有关的成分。

证明如下:

$$\begin{aligned} \sin \omega t \times \sin(\omega t + \phi) &= \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j} \times \frac{e^{j(\omega t + \phi)} - e^{-j(\omega t + \phi)}}{2j} \\ &= \frac{e^{j(2\omega t + \phi)} - e^{j(\omega t - \omega t - \phi)} - e^{j(\omega t + \phi - \omega t)} + e^{-j(2\omega t + \phi)}}{-4} \\ &= \frac{\cos(2\omega t + \phi)}{-2} - \frac{e^{j\phi} + e^{-j\phi}}{-4} \\ &= \frac{\cos(2\omega t + \phi)}{-2} - \frac{\cos \phi}{2} \\ &= \frac{\cos \phi}{2} - \frac{\cos(2\omega t + \phi)}{2} \end{aligned}$$

上述等式验证了前面推断的正确性，即包含于载波中的相移可用同频的本振正弦波对其相乘，然后通过一低通滤波器滤波，便解调出与相移多少相对应的不同的成分。然而，上式仅限于两象限应用，因为它不能把  $\pi/2$  与  $-\pi/2$  相移区分开。因此，为了准确地解调出分布于 4 个象限的相移信息，接收端需要同时采用正弦型和余弦型本振信号对输入信号做乘积，滤掉高次谐波再进行数据重构。其证明过程即上述数学证明的延伸，如下所示：

$$\begin{aligned}\cos \omega t \times \sin(\omega t + \phi) &= \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2} \times \frac{e^{j(\omega t + \phi)} - e^{-j(\omega t + \phi)}}{2j} \\ &= \frac{e^{j(2\omega t + \phi)} - e^{j(-\phi)} + e^{j(\phi)} - e^{-j(2\omega t + \phi)}}{4j} \\ &= \frac{\sin(2\omega t + \phi)}{-2} + \frac{e^{j\phi} + e^{-j\phi}}{4j} \\ &= \frac{\sin(2\omega t + \phi)}{2} + \frac{\sin \phi}{2}\end{aligned}$$

一个 SPICE 模型验证了上面的理论。图 5-10 显示了简单的解调器的电路图。在 QPSK IN 输入的是一个 1 MHz 的正弦波，它的相位每隔  $5\mu s$  变换一次，状态分别是  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  和  $315^\circ$ 。

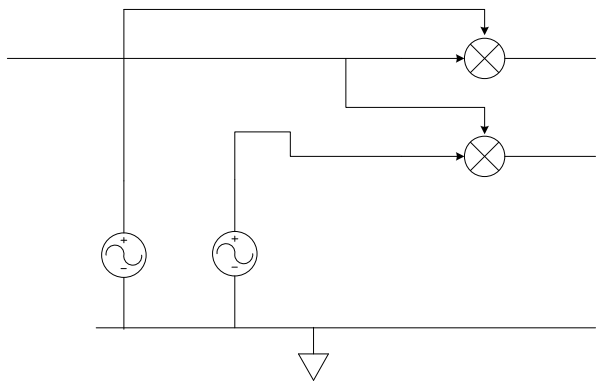


图 5-10 解调器电路图

图 5-11 是一个显示 QPSK IN 的相位偏移和解调数据的矢量图。

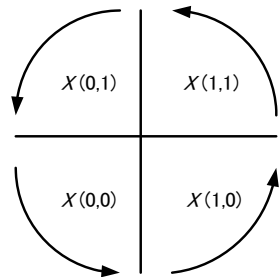


图 5-11 QPSK IN 的相位偏移和解调数据的矢量图

上述理论很容易被接受，可知从载波中获得信息很简单，只要接收端混频器输出加上一级低通滤波器，再对数据重新组合，便能将它们变为相应的逻辑电平信号。然而在实际应用中，要得到与输入信号准确同步的本振信号并非易事。如果本振信号的相位相对于输入信号有变化，则相量图中的信号会旋转变，其大小等于两者的相位差。更进一步，如果本振信号的相位与频率相对输入信号均在变化，则相量图中的相量会不断地旋转变。

因此，解调电路前端输出均有一级 A/D 变换器，由本振信号的相位和频率变化引起的任何误差均可在后级 DSP 中得到修正。

### 5.2.2 MC-PSK 调制与解调技术

目前，在水声通信中，通常采用基于自适应均衡技术的相位相干检测技术来提高系统的数据率。但这种技术对接收端的输入信噪比有较高的要求。因此系统中通常还采用大的发射和接收基阵，通过空间分集和组合，提高信噪比以保证系统性能。在远程水声通信的过程中，由于传输距离远，信道衰落大，加上水下航行器自身的限制，无法采用大的发射、接收基阵，因此信号到达



接收端时信噪比很低,且易受到远程信道衰落影响,需要系统采用有效的抗衰落技术。

多载波一相移键控(MC-PSK)调制是新的组合调制方式,可以在保证系统数据率的条件下,增加信号的持续时间,从而显著地改善系统的抗多径干扰的能力,提高可靠性。

### 1. MC-PSK调制理论

MC-PSK 调制是在频率调制的基础上,对每一载频实行多相移键控。它与目前通信领域研究的正交频分复用(OFDM)有很多相似之处,它将串行传输的信息分成  $N=N_c+N_p$  路,其中  $N_c$  路用于  $N_c$  个频率调制进行传输,  $N_p$  路用于相位调制,  $N_p$  路信号并行传输,可以显著地改善系统的传输容量。

从另一方面说,MC-PSK 可以看成是在 MFSK 调制的基础上,加上对每一频率的 PSK 调制而构成的。一种双频四相的 MC-PSK 调制的示意图如图 5-12 所示。

为了便于比较,图中同时给出了二频移键控(BFSK)和四相移键控(QPSK)调制的示意图。

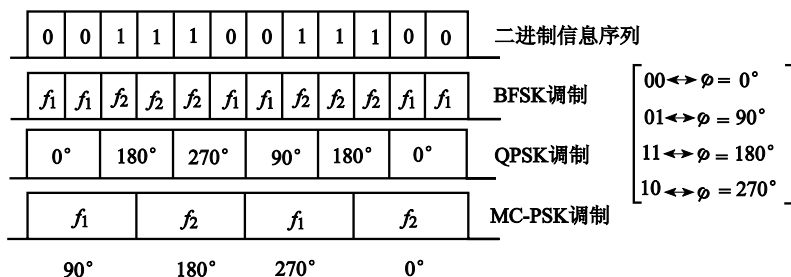


图 5-12 双频四相 MC-PSK 调制示意图

由于对每一频率实施四相调制,故已调信号的每一频率脉冲可携带 3 bit 信息。由图可见,在数据率相同的情况下,码元长度可以增加,由于信号能量的提高,抗衰落的能力也随之增加。由

于码元加宽和频率交替,抗码间干扰的能力也相应提高。另外,若要求传输系统误码率相同,则 MC-MPSK 调制可进一步提高传输的数据率。

### 2. 系统组成与工作原理

多载波一相移键控(MC-PSK)调制是一种综合的调制方式,它将 MC 调制和 PSK 调制有效地结合起来,在每个码元内,信号的频率和相位都随发射信息发生变化。在调制时,将 MC 调制的单频作为 PSK 调制的载波;解调时,从信号中估计载波。采用这种调制方式,一方面在相同码元宽度情况下可显著提高通信系统的传输数据率,另一方面也可在相同数据率情况下,采用大的码元宽度,提高接收信噪比,降低误码率。

图 5-13 给出了 MC-PSK 系统组成框图。下面以八载波一四相移键控(8C-QPSK)为例说明系统的工作原理。预发送的信息经过纠错编码和交织后,首先进行串/并转换。在 8C-QPSK 调制中,有 5 位二进制数据同时进行调制,其中 3 位用于 MC 调制,进行 8 选 1 的频率映射。所映射的单频不仅携带 3 位信息,而且,作为该码元内 QPSK 调制的载波。另外 2 位二进制数据进行 QPSK 映射,形成同相(I)和正交(Q)两路数据,再经过脉冲成形电路。在本系统中,脉冲成形采用升余弦低通滤波器(LPF)来实现。调制后的信号送入信道传输,信道中有加性白高斯噪声。

若  $\{I_i\}$  为发射的二进制序列,  $\{d_i\}$  为经相位映射后的数据序列,  $g(t)$  为发射脉冲,其频谱特性由发射滤波器决定。 $T$  为码元宽度,则 MC-PSK 信号可以表示为:

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \sum_i d_i g(t - iT) e^{j2\pi f_{ci}t} \right\} \quad (5-5)$$

式中,  $f_{ci}$  为第  $i$  个码元内的载波频率。

接收信号  $r(t)$  经过时间同步、多普勒频移估计和补偿后,对每

个码元内的信号载波进行频率估计, 经反映射, 恢复携带在频率上的信息。同时用估计出的频率作为载波对本码元的 PSK 信号进行解调, 所形成基带信号  $y(t)$  通常采用复数形式。

$$y(t) = \sum_i d_i h(t - iT) e^{i\theta_i} + n(t) \quad (5-6)$$

式中,  $h(t)$  为信道冲激响应, 信道包括水声信道、发射和接收滤波器三部分,  $n(t)$  为加性白噪声,  $\theta_i$  为第  $i$  个码元内的载波相位失真, 它不包含在信道响应中。 $y(t)$  输入到决策反馈均衡器 (DFE) 以抵消由于多径传播带来的码间干扰 (ISI)。

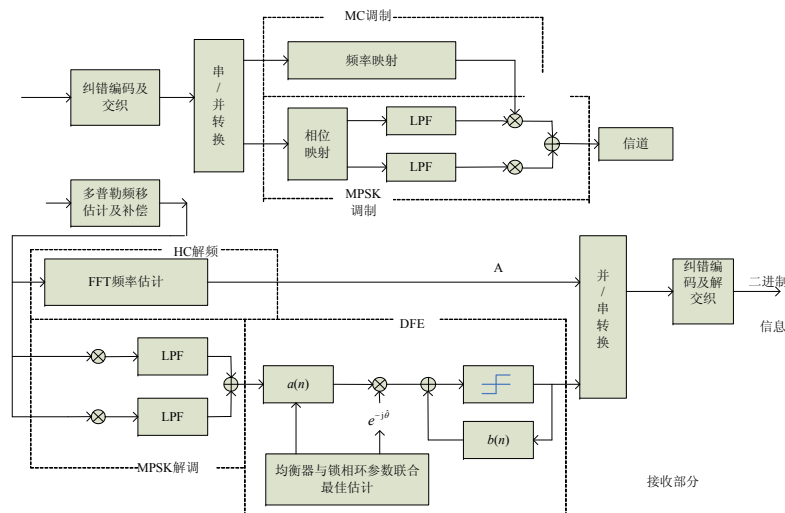


图 5-13 MC-PSK 系统框图

解调后的相位失真是 3 个因素之和: 常数相移、多普勒频移和随机相位干扰。在 MC-PSK 接收系统中, 信号首先经过系统同步及多普勒频移的估计和补偿, 补偿后的剩余频偏和常数相移都可以通过 DFE 修正。解调信号经 1/2 码元周期抽样后, 进入判决反馈均衡器 (DFE) 以抵消由于多径传播带来的码间干扰。为了

减少均衡器对码元抽样时刻的敏感性, DFE 采用分数间隔的均衡器, 对信号进行 1/2 码元周期的抽样。为了跟踪由于信道变化带来的相位起伏, DFE 中内嵌二阶数字锁相环 (PLL), 并采用均衡器和锁相环的参数联合最佳估计进行自适应参数修正。 $a(n)$  为前向横向滤波器的系数,  $b(n)$  为反馈滤波器的系数, 频率解调和相位解调后的信号再经并/串转换, 恢复为二进制信息  $\{I_i\}$ 。

### 5.3 频分复用

频分复用, 就是指用不同频率传输各路信息, 以实现多路通信, 这种方法也叫频率复用。

在频分复用中, 信道的可用频带被分成若干互不交叠的频段, 每路信号占据一个频段, 因而可以用适当的滤波器将它们分割开来, 分别解调接收。频分多路复用中的主要问题是各路信号之间的相互干扰, 这一干扰称为串扰, 引起串扰的主要原因是系统非线性所造成的已调信号频谱的展宽, 调制非线性所造成的串扰可以部分由发送带通滤波器消除, 但信道传输中非线性所造成的串扰则无法消除。因而在频分复用中对系统线性的要求很高, 合理的选择载波频率, 并在各路已调信号频谱之间留有一定的保护间隔, 也是减小串扰的有效措施。

FDM 的主要优点是容易实现、技术成熟、能较充分利用信道带宽, 其缺点也很多, 如: 保护频带占用了一定的信道带宽, 从而降低 FDM 的效率; 信道的非线性失真改变了它的实际频率特性, 易造成串音和互调噪声干扰; 所需设备随输入路数增加而增多, 不易小型化; FDM 不提供差错控制技术, 不便于性能监测。FDM 一般用于模拟通信中, 而目前的信息传输均已采用数字通信系统, 因此水声通信中采用正交频分复用技术 (OFDM)。

水声通信系统的目的在于高速、可靠地将信源信息经过海洋



声信道传输到信宿。水声信道是一个十分复杂的时空频变信道，其主要特征是复杂性、多变性、强多途和有限带宽。声传播损失和海水吸收损失使得水声信道带宽受到极大限制；海洋水声信道中多径效应的存在造成接收信号的畸变和严重的码间干扰，给水声通信系统的设计带来了巨大的困难；信道中的相位起伏使得载波恢复和相干解调变得十分困难。在常用的高速水声通信技术中，采用相位相干（PSK/QAM）调制要面对信道起伏时的相干解调问题，而且要适应收发端相对运动所带来的多普勒频移。采用自适应均衡技术有助于相位的恢复，但均衡器的结构和计算复杂度均随信道多径扩展的增大而显著增加。正交频分复用由于其频谱利用率高、传输速率高、抗多径能力强等优点而在高速无线电通信中得到越来越多的应用。尤其适合于存在多径传播和多普勒频移的无线移动信道中传输高速数据。

### 5.3.1 OFDM技术的特点

与传统的相关技术相比，OFDM 存在下面的优势特点：

（1）OFDM 调制频带利用率高、抗脉冲噪声特性好，不过该系统网络上要由数字信号处理器来提供高速数据服务，系统实现起来相对复杂一点。

（2）OFDM 技术能够应对随时可能出现的干扰信号，它可对使用多种频率方面存在的一些问题进行快速修正，并可以对那些在通信传输过程中遭到破坏的信号数据位进行自动重建。

（3）OFDM 技术通过在复用的高速射频上对传送的信号进行编码，让被传输的信号在传输过程中不容易被窃取，从而保证信号传送具有更高的安全性。

（4）OFDM 技术对传输线路上的多路径外界信号干涉有较强的抵抗力，它不仅可以克服信号传输的障碍，而且还能提高通信传输的速度，因此在一些恶劣环境中具有很好的通信能力。



（5）OFDM 技术的频带利用率更高，这样无线系统的容量也就更大，而且它抗信号衰落性能更好，目前 OFDM 技术已经用于无线局域网中，在未来该技术能使无线通信速度达到 10Mbps 左右。

（6）OFDM 技术通过提供队列服务，解决了在移动传输高速数据时所引起的无线信道性能变差的问题，从而克服传输介质中外界信号的干扰，提高传输信道的通信质量。

### 5.3.2 正交频分复用（OFDM）原理

OFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing）是欧洲联盟用于数字广播传输的技术，其基本原理就是把高速的数据流通过串/并变换，分配到速率相对较低的若干子信道上传输，这样就把宽带变成窄带，也就可以彻底解决频率选择衰落问题。另外，如果对生成的 OFDM 信号加一个保护延迟，还可以有效地解决由于无线电信号的多径时延扩展所产生的弥散性对系统造成的码间干扰。

在 OFDM 系统中，串行数据经编码后被调制在互相正交的子载波上。如果  $N$  表示子信道的个数， $T$  表示 OFDM 符号的宽度（即符号密度）， $d_i$  ( $i=0, 1, \dots, n-1$ ) 是分配给每个子信道的数据符号。 $f_c$  为第 0 个子信道的载频， $\text{rect}(t)=1, |t| \leq T/2$ ，则从  $t=t_s$  开始的 OFDM 符号可以表示为：

$$S(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{n-1} d_i \text{rect}(t - t_s - \frac{T}{2}) \exp[j2\pi(f_c + \frac{i}{T})(t - t_s)] \right\}, t_s \leq t \leq t_s + T \quad (5-7)$$

当  $t < t_s$  或者  $t \geq t_s + T$  时：  $S(t) = 0$

OFDM 的核心是傅里叶变换，为叙述简便，令式（5-7）中的  $t_s=0$ ，并忽略矩形函数，对  $s$  信号  $S(t)$  以  $T/N$  的速率进行抽样，即令  $t=kT/N$  ( $k=0, 1, \dots, n-1$ )，得到

$$S_k = S(KT/N) = \sum_{i=0}^{n-1} d_i \exp(j\pi \frac{2ik}{N}), \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad (5-8)$$

可见  $S_k$  能等效为对  $d_i$  进行 IDFT 运算, 为了在接收端恢复出原始数据符号  $d_i$ , 可以对  $S_k$  进行逆变换, 即 DFT, 得到

$$d_i = \sum_{k=0}^{n-1} S_k \exp(-j\pi \frac{2ik}{N}), \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (5-9)$$

在 OFDM 系统的实际应用中, 可以采用更加方便的快速傅里叶变换 (IFFT/FFT)。N 点 IDFT 运算量需要进行  $N^2$  次的复数乘法, 而 IFFT 可以显著地降低运算的复杂度, 对于常用的基 2 的 IFFT 算法, 其复数乘法次数仅为  $(N/2) \log_2 N$ 。OFDM 调制与解调框图如图 5-14 所示。

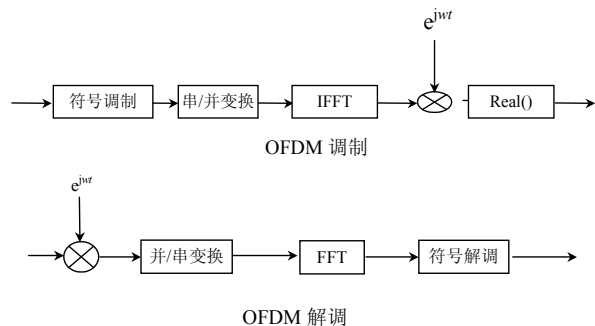


图 5-14 OFDM 调制与解调框图

为了进一步降低误码率, 保证系统解码, 可以在系统中加入纠错码, 海洋实验证明, 卷积码在 OFDM 通信中纠错效果明显。

OFDM 很好地解决了多径环境中的频率选择性衰落, 然而它本身不能抑制衰落, 各子信道在频域内位置不同, 受到衰落影响也不同, 即各载波的幅度服从瑞利分布。同时在信道中还存在加性噪声 (如高斯白噪声, 脉冲干扰等)。这要求用信道编码进一步保护传播数据, 即采用编码正交频分复用 COFDM (Coded OFDM)。在所有信道编码技术中, 网格编码调制 (TCM) 结合频

率与时间交织是一种有效应对信道平坦性衰落的方法。

图 5-15 为 COFDM 应用于 HDTV 传输系统框图。系统使用级联纠错码来消除误码。外码为 RS 码, 内码为卷积码, TCM 将卷积码和调制综合设计, 在白噪声环境下比传统技术的误码性能提高 8dB, 所以内码采用 TCM, TCM 码对高斯白噪声有较强的抵抗能力, 但对成片发生的脉冲噪声抵抗能力较差, 交织使脉冲信号分散。有 TCM 纠错后分散到各 RS 码字中, 以利于 RS 码消除。

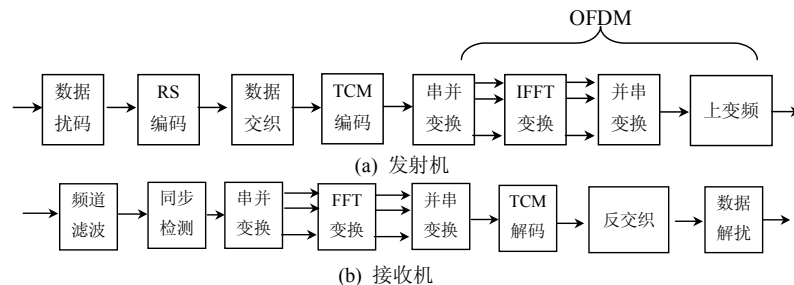


图 5-15 COFDM HDTV 传输系统框图

### 5.3.3 最佳工作频率

在一定的声源级下, 主被动声检测装置的作用距离取决于一系列与频率有关的物理量, 主要是噪声级 NL, 接收指向性系数 DI, 传播损失 TL, 接收机通频带 B 等。可以证明, 存在一个最佳频率, 使得声检测的作用距离达到最大值, 也就是说, 当要求的作用距离一定时, 存在一个最佳频率使得所需的声源级 SL 最小。

系统的优质因数 FM 的定义为

$$FM = SL - (NL - DI + DT) \quad (5-10)$$

DT 表示检测阈的大小。根据声呐方程, 对水声信息传输系统, 有  $FM = TL$ , 等式两边对  $f$  求导, 且 SL, DI, DT 与频率无关, 通



常取噪声谱级变化为  $\frac{d(NL)}{df} = -5 \sim -6$  分贝/倍频程。吸收系数

$\alpha = 0.01f^2$  分贝/千米, 可得到最佳频率的估计式为:

$$f_0 = \left( \frac{70.7}{r} \times \frac{d(FM)}{df} \right)^{1/2} \quad (5-11)$$

根据式 (5-11), 得到不同传输距离时所对应的最佳频率如图 5-16 所示。所以针对 10 km 传输距离系统的中心工作频率为 6 kHz, 带宽为 3 kHz。

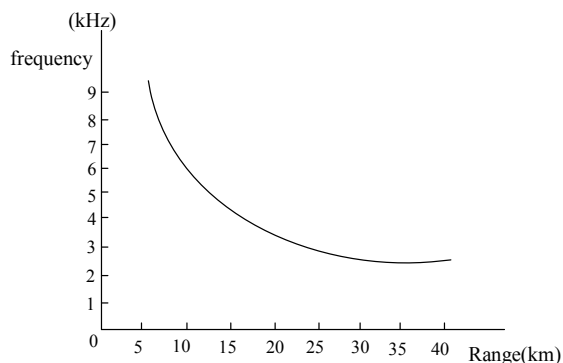


图 5-16 最佳频率

## 5.4 扩频技术

扩频通信是一种能有效对抗水声干扰的通信体制, 在军用水声通信系统中, 在海洋水声信道多径干扰严重的环境中, 要求通信系统的鲁棒性强, 多采用扩频通信方式。

### 5.4.1 扩频技术基础知识

扩频技术是扩展频谱技术 SS (Spread Spectrum) 的简称。它是一种信息传输方式, 在发送端采用扩频码调制, 使信号所占的

频带宽度远大于所传输信息必需的带宽, 在接收端采用相同的扩频码进行相关解扩以恢复所传输的信息数据。

#### 1. 扩频技术的理论依据

香农 (Shannon) 在其信息论中提出著名的香农公式

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (5-12)$$

式中,  $C$  是信道容量, 单位为 b/s;  $B$  为信号频带宽度, 单位为 Hz;  $S$  是接收信号的平均功率, 单位为 W;  $N$  为加性白噪声平均功率, 单位为 W。公式 (5-12) 表示在给定信号功率  $S$  和白噪声功率  $N$  的情况下, 只要采用某种适当的编码方式, 就能以任意小的差错概率, 以接近于  $C$  的传输速率来传送信息。从公式还可以看出: 如果保持信息传输速率  $C$  不变, 可以采用频带宽度  $B$  和信噪比  $S/N$  的配置方法来传输信息, 即频带宽度  $B$  和信噪比  $S/N$  可相互转换。因此根据香农公式得出如下推论: 可以在很小信噪比  $S/N$  条件下以某个信息传输速率  $C$  进行通信, 只要使用大的通信带宽即可。

另外, 柯捷尔尼可夫在其潜在抗干扰性理论中得到如下关于信息传输差错概率的公式:

$$P_e \approx f\left(\frac{E}{n_0}\right) \quad (5-13)$$

式中,  $P_e$  是差错概率,  $E$  为信息比特的能量,  $n_0$  是噪声功率谱密度。设信息码元宽度为  $T$ , 则信息带宽  $B_m = 1/T$ , 信号功率  $S = E/T$ 。设扩频后信号的带宽为  $B$ , 则噪声功率为  $N = n_0 B$ , 因此式 (5-13) 可写为:

$$P_e \approx f\left(\frac{ST}{N} \cdot B\right) = f\left(\frac{S}{N} \cdot \frac{B}{B_m}\right) \quad (5-14)$$

从式 (5-14) 可知, 差错概率  $P_e$  是输入信噪比  $\frac{S}{N}$  和信号带宽



与信息带宽比  $\frac{B}{B_m}$  二者乘积的函数。在保持差错概率不变的条件  
下, 信噪比与带宽也是可以互换的。它同样指出了可以用增加带  
宽来换取较小的信噪比这一客观规律。

综上, 如果将信号带宽扩展几十倍甚至成千上万倍, 就可以  
达到提高通信的抗干扰能力, 即在强干扰条件下能保证信息可靠、  
安全地通信。这就是采用扩频技术的基本出发点和理论依据。

## 2. 扩频技术的典型方式

按照扩展频谱的方法不同, 扩频技术包含有直接序列 DS  
(Direct Sequence) 扩频、跳变频率 FH (Frequency Hopping) 扩频、  
跳变时间 TH (Time Hopping) 扩频、混合扩频等方式。

### 1) 直接序列扩频

简称直扩, 它直接用高速的扩频码序列在发送端扩展信号频  
谱, 在接收端用相同的扩频码序列去进行解扩, 把扩展宽的扩频  
信号还原成原始的信息。

### 2) 跳频

就是用扩频码序列去进行频移键控调制, 使载波频率不断地  
跳变。在接收端, 为了解调跳频信号, 需要有与发送端完全相同  
的本地扩频码发生器去控制本地频率合成器, 使其输出的跳频信  
号能在混频器中与接收信号差频出固定的中频信号, 然后经中频  
带通滤波器及信息解调器输出恢复的信息。

### 3) 跳时

与跳频相似, 跳时是使发射信号在时间轴上跳变。首先把时  
间轴分成许多时片。在一帧内哪个时片发射信号由扩频码序列去  
进行控制。可以把跳时理解为: 用一定码序列进行选择的多时片  
的时移键控。

### 4) 混合方式扩频

由于 DS, FH, TH 方式各自单独应用时均存在一定不足, 将

它们组合应用, 可得到取长补短的效果。目前在电磁波无线通信  
中常用的是以下几种组合形式: DS+FH, DS+TH, DS+FH+TH 等。

## 3. 扩频技术的处理增益和抗干扰容限

扩频技术由于在发送端扩展了信号频谱使接收机输入的信  
噪比下降, 通过解扩又使信噪比升高, 这种信噪比的改善常用处  
理增益来描述。处理增益  $G_p$  通常定义为扩频信号带宽  $B$  与信息带  
宽  $B_m$  之比, 工程上常以分贝表示, 即:

$$G_p = 10 \lg \frac{B}{B_m} \quad (5-15)$$

一般来说扩频增益越大, 系统的抗干扰能力越强, 但两者并  
非简单的等同关系。因为系统要正常工作还需要保证输出有一定的  
信噪比 ( $S/N$ ) (如 CDMA 蜂窝移动通信系统为 7 dB), 并需要  
扣除系统内部信噪比的损耗  $L$ , 因此必须引入抗干扰容限  $M$  的概  
念, 抗干扰容限定义为

$$M_j = G_p - \left[ \left( \frac{S}{N} \right) + L \right] \quad (5-16)$$

## 5.4.2 水声通信中常用的扩频技术

### 1. 直接序列扩频

如图 5-17 给出了电磁波无线直扩通信系统的原理框图。

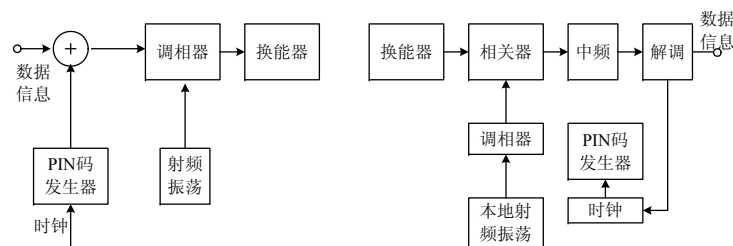


图 5-17 电磁波无线直扩通信系统原理框图



直接序列扩频是把要传送的数据比特用伪随机序列来扩展其带宽。对于水声通信,直接序列扩频最常用的调制是 BPSK (二进制相移键控)。

直扩对于对抗水声多径干扰是很有效的,值得注意的问题是:

- (1) 数据比特传输速率很低;
- (2) “远近效应”对组网时多用户间的干扰;
- (3) 敌方可以轻易实施与载波同频率的干扰;
- (4) 对同步精度的要求比跳频通信高,从稳健通信来讲,不如跳频通信。

## 2. 跳变频率扩频

跳频系统是载波频率受伪随机码控制,不断地、伪随机地跳变,其具有很强的抗干扰、抗多径性能。其关键技术有:快速、准确、可靠的同步技术;跳频信号的最佳检测器。

如图 5-18 所示给出了跳频通信系统的原理框图。

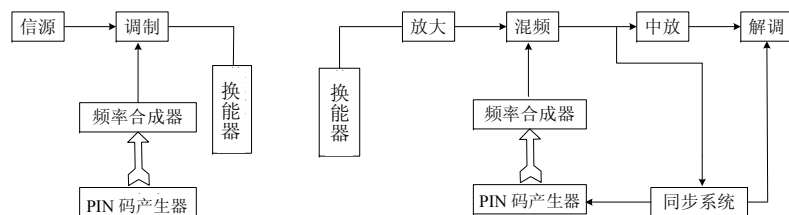


图 5-18 水声跳频通信系统原理框图

由于跳频技术是使用扩频码与信息码序列组合形成频率合成器的控制参数,因此在水声通信应用时可以避免出现直扩系统所碰到的问题。从频率合成出来的信号经过功率放大就可以直接驱动水声换能器把信号发送出去。图 5-19 给出了跳频通信系统某一时间片段 8 个频点 ( $f_5, f_4, f_7, f_0, f_6, f_3, f_1, f_2$ ) 对应的跳频图案。

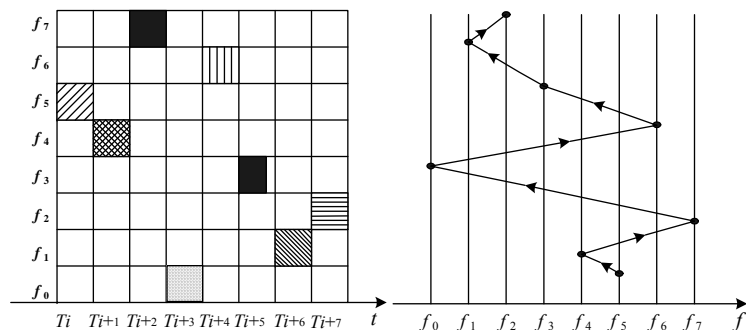


图 5-19 跳频通信系统某一时间片段的跳频图案

## 3. 跳频系统的参数

### 1) 跳频最小频率间隔

假设跳频系统要传输的信息速率为  $R_m$ , 带宽  $(-f_m, f_m)$ , 那么由跳频序列控制的频率合成器的最小频率间隔应选择为  $\Delta f = f_{i+1} - f_i = f_m$ , 这样某一个频点  $f_i$  的频谱零点刚好处于邻近频点  $f_{i+1}$  和  $f_{i-1}$  的峰值点上, 即构成频率的正交关系, 则各频点之间的相互影响达到最小, 如图 5-20 所示。

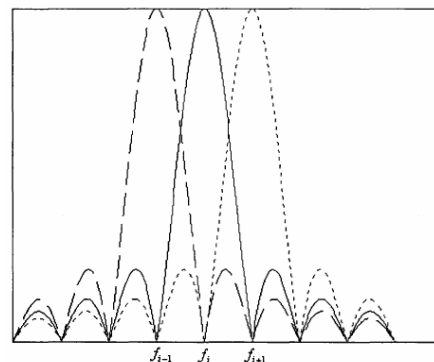


图 5-20 跳频频间最小选择示意图

如果最小频率间隔  $\Delta f = f_{i+1} - f_i$  大于  $f_m$  也是完全可以的。但是为了使各信号频谱的相互影响较小, 最好选取

$$\Delta f = f_{i+1} - f_i = m \cdot f_m \quad m = 1, 2, 3, \dots, L \quad (5-17)$$

### 2) 最小跳频时间间隔

设信息码元宽度为  $T = 1/R_m$ , 跳频序列码的宽度为  $T_c$ 。一般有

$$T_c = mT (m = 1, 2, 3, \dots, L) \quad (5-18)$$

则当  $m=1$  时最小的跳频时间间隔就是信息码元时间宽度。最小跳频时间间隔是衡量一个系统跳频速度快慢的指标, 反映了系统抗跟踪的能力, 一般以每秒多少跳来计算。

### 3) 跳频增益

跳频增益  $G$ , 反映接收机输入/输出信噪比的改善程度。

$$G_p = \frac{(S/N)_o}{(S/N)_i} = \frac{B}{B_m} \quad (5-19)$$

式中,  $B$  为跳频信号带宽,  $B_m$  为信息带宽,  $(S/N)_o$  为接收机输出信噪比,  $(S/N)_i$  为接收机输入信噪比。

### 4) 跳频系统的数学模型分析

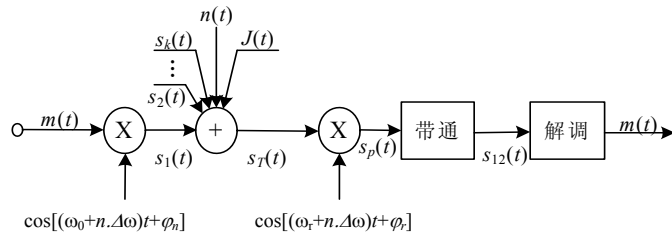


图 5-21 跳频系统数学模型图

如图 5-21 给出了跳频系统的数学模型。设系统有  $N$  个跳频频点,  $s_1(t)$  为发送的跳频信号

$$s_1(t) = m(t) \cos[(\omega_0 + n \cdot \Delta\omega)t + \varphi_n] \quad (5-20)$$

式中,  $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ;  $\Delta\omega$  为跳频的频率间隔;  $m(t)$  是待传输的数字信息;  $\varphi_n$  为初始相位。设  $s_1(t)$  在信道中与其他地址信号 (对多用户而言) 或多途径信号  $s_j(t)$  ( $j=2, 3, \dots, k$ )、高斯白噪声  $n(t)$ 、外部干扰  $J(t)$  叠加后进入接收机, 则接收机输入端信号  $s_T(t)$  为:

$$s_T(t) = s_1(t) + \sum_{j=2}^k s_j(t) + n(t) + J(t) \quad (5-21)$$

则  $s_T(t)$  进入接收机与本地信号  $\cos[(\omega_r + n \cdot \Delta\omega)t + \varphi_r]$  相乘后得到  $s_p(t)$ :

$$s_p(t) = [s_1(t) + \sum_{j=2}^k s_j(t) + n(t) + J(t)] \cdot \cos[(\omega_r + n \cdot \Delta\omega)t + \varphi_r] \quad (5-22)$$

式中,  $\omega_r$  为本地频率合成的中心频率, 它与  $\omega_0$  相差一个中频  $\omega_l$ , 即  $\omega_l = \omega_r - \omega_0$ ;  $\varphi_r$  为本地频率合成的初始相位。

假设接收端跳频图案已经获得同步, 把式 (5-20) 代入 (5-22) 得:

$$s_p(t) = \frac{1}{2} m(t) \{ \cos(\omega_l t + \varphi_r - \varphi_n) + \cos[(\omega_0 + \omega_r + 2n \cdot \Delta\omega)t + \varphi_n + \varphi_r] \} + [\sum_{j=2}^k s_j(t) + n(t) + J(t)] \cdot \cos[(\omega_r + n \cdot \Delta\omega)t + \varphi_r] \quad (5-23)$$

式 (5-18) 中,  $iT_c \leq t < (i+1)T_c$  的每次跳频使混频器输出一个固定中频, 经中频带通滤波器滤除无用的中频分量就得到有用信号分量为:

$$s_{12}(t) = \frac{1}{2} m(t) \cos(\omega_l t + \varphi_r - \varphi_n) \quad (5-24)$$

其他信号分量因为不能在对应的跳频时隙与本地输出频率合



成信号混频形成固定中频信号, 则被中频滤波器滤除。最后把式(5-24)中的信号送入解调器中, 即可解调出信息  $m(t)$ 。

由上分析, 对于多途径来的信号或者其他地址跳频信号(对于多用户来说), 尽管它们的信息频谱与待接收的信号相同, 但是由于它们到达的时间不是落在有效的本地振荡频率的时隙上, 所以在混频之后不会产生对应的中频信号, 因此对数据信息  $m(t)$  的解调不会有太大影响。这也是跳频工作方式能有效地克服多途径效应引起的码间干扰之根本原因。

高斯白噪声  $n(t)$  对跳频通信系统的影响与对通常的窄带通信系统的影响相同, 此处不再阐述。

外部干扰  $J(t)$ , 在  $iT_c \leq t < (i+1)T_c$  期间, 如果与  $s_i(t)$  的频率(或频带)不同, 则接收信号经混频后不会产生  $\omega_i$  的中频信号, 因此对数据信息  $m(t)$  的解调影响不大。如果外部干扰  $J(t)$  的频率(或频带)与跳频系统  $N$  个跳频频点中的某一个相同, 则就会造成影响。因此, 对于存在与跳频系统单个跳频带宽相同的外部干扰信号  $J(t)$  来说, 能造成干扰的概率为  $P_e = 1/N$ 。当  $N$  较大时, 干扰概率就很小。如果外部干扰信号  $J(t)$  频带分布在跳频系统的整个频带上, 干扰信号总功率为  $P_j$ , 那么跳频系统的每个跳变频率都会受到干扰, 但分配到每个跳变频率的干扰功率为总功率的  $1/N$ , 即下降了  $N$  倍, 仅为  $P_j/N$ , 因此外部干扰  $J(t)$  对数据信息  $m(t)$  解调的干扰效率为  $\eta_{\mp} = 1/N$ 。可见跳频系统有很强的抗外部干扰能力, 即比常规通信系统的抗干扰能力增强  $N$  倍。

#### 5) 跳频系统的关键技术和技术优点

跳频系统的关键技术有:

(1) 跳频频率合成器。跳频频率合成器是跳频系统的“心脏”, 快速的频率合成技术是系统可靠工作、避免受到跟踪的基础。

(2) 同步技术。同步技术是系统的“指挥棒”, 扩频通信对同步的准确捕捉要求很高。因为信号的有效与否跟所处的时隙(即

相对同步的位置) 关系很大, 因此如果没有正确的同步, 那扩频信号的接收就完全不可能。这也体现事物的两面性, 要达到某些方面的优越性能是靠对其他方面高要求给予支持的。

(3) 跳频图案的设计等。频率的跳变是由跳频图案决定的。因此一个好的跳频图案设计不仅有利于抗干扰和避免跟踪, 还是多用户共用同一个频段所提出的要求。

根据上面的论述可知, 采用扩频技术具有一系列的优点:

(1) 具有抗衰落、抗多径效应的能力。由于扩频后的信号频带很宽(远大于相关带宽), 因此在传输过程中只有少部分频谱会发生衰落, 如果配合第5章介绍的分集和信道编码技术则能很好地保证通信的可靠性。另外对于扩频系统而言, 有效的接收信号必须落在适合的时隙上, 然而多途径信号是经过不同路径分别到达的, 必然有时间差, 当时间差超过一个码片的宽度时, 对已被锁定(同步)的先前到达信号的解调不会产生太大影响, 从而达到抗多途径的效果。

(2) 抗干扰能力强。扩频通信系统扩展的频谱越宽, 处理增益越高, 抗干扰能力越强。

(3) 隐蔽性好, 对其他通信系统干扰小。由于扩频信号被扩展到很宽的频带上, 单位频带内的功率就小, 即信号的功率谱密度就很低, 因此具有较好的隐蔽性。另外, 低的功率谱密度特性对原已存在的一些窄带通信系统的干扰也比较小。

(4) 可以实现码分多址。扩频系统因为占用的带宽比较大, 因此必须设法让许多用户共用这一宽频带, 才能够提高频带的利用率。由于扩频通信中本身是利用扩频码序列来实现扩频调制的, 如果充分利用正交或准正交的扩频码序列之间的相关特性, 在接收端利用相关检测技术进行解扩, 则在分配给不同用户以不同码型的情况下可以区分不同用户的信号, 提取出有用信号。这样一来, 在同一个宽频带上许多用户可以同时通信而互不造成严重干扰, 这就是码分多址(CDMA)。虽然码分多址方式要占用较宽的



频带,但是平均到每个用户占用的频带来计算,其频带利用率是较高的。最近研究表明,在 TDMA、FDMA、CDMA 三种蜂窝移动通信系统中,CDMA 系统的容量最大,为 FDMA 的 20 倍,是 TDMA 的 4 倍。可见扩频技术在多用户检测、节省频率资源方面都有独到的优点,因此对于频率资源很贫乏的水声信道而言,扩频技术将是组建水声组网的一个不可缺少的技术。此外,码分多址蜂窝移动通信系统还具有软容量、软切换等一些独特的优点。

## 5.5 水声信号接收技术

提高通信信号接收可靠性的技术一般包括均衡、分集和信道编码,此外还有时间反转等尚在研究的方法。这几种手段可以单独使用,也可以组合使用。均衡技术可以补偿信道多途效应引起的码间干扰 (ISI),分集技术用来补偿信道衰落损耗,而信道编码是通过在发射信息中加入冗余的数据位来改善通信链路的性能。信道编码在前面章节已经进行过介绍,这里只介绍均衡、分集、时反等技术。

### 5.5.1 均衡技术

#### 1. 采用均衡技术的必要性

并不是所有的通信系统都需要均衡器。若令  $T_m$  表示信道的多途扩展,选择发射信号的码间间隔  $T_s$  满足条件  $T_s \gg T_m$ ,则可以避免使用均衡器。因为这种情况下,码间干扰可以忽略。但对大多数水声信道而言,  $T_m$  取值都非常大,这就使得通信速率非常低。在高速通信场合,发射信号的码间间隔  $T_s \ll T_m$ ,则在接收信号中将会出现码间干扰,这时就需要采用均衡器来消除。

另一个对均衡器有重要影响的信道参数是信道多普勒扩展  $B_d$  或其倒数  $1/B_d$ ,即信道相干时间。在接收端使用均衡器将意味着要测量信道的脉冲响应,所以,信道时变相对于多途扩展  $T_m$  应该

是慢变的。因此,应有  $1/B_d \gg T_m$ ,或者,扩展因子应满足条件  $T_m B_d \ll 1$ ,即信道必须是欠发展的。

#### 2. 自适应均衡

时间扩展带限信道的多途效应导致了码间干扰 (ISI) 的产生,使得发射信号产生变形,因而造成了接收端的误码。码间干扰被视为水声信道无线高速通信的主要障碍。既然水声信道是随机的且是时变的,那么,均衡器必须有能够跟踪水声信道的时变特性,这类均衡器称之为自适应均衡器。

自适应均衡过程一般包括训练和跟踪两种模式。首先,由发射机发射一列已知的固定长度的训练序列,均衡器抽头根据训练序列作一定的调整。发射机在发送训练序列后发送用户数据。经过训练的均衡器在判决导引模式完成对抽头系数的调整,对信道做出跟踪补偿。图 5-22 给出了一种带自适应均衡器简化的水声通信系统。

训练序列的设计必须能够在最恶劣的信道条件下,当训练序列结束以后,能使得均衡器系数接近最优。这样,当接收用户数据时,自适应均衡器就能跟踪信道的变化。为了保证始终有效地抑制 ISI,需要周期的重复不断的训练均衡器。

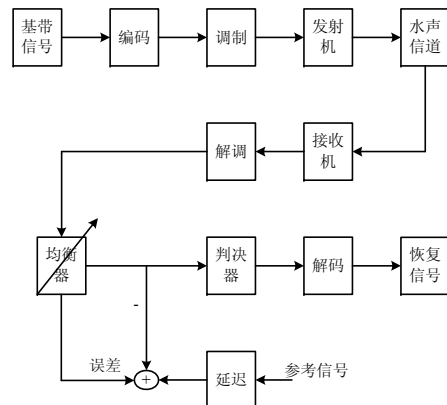


图 5-22 带自适应均衡器的简化水声通信系统



通常,均衡器类型可分为两类,线性均衡和非线性均衡,如图 5-23 所示。

图 5-23 中,每类均衡器都具有几种结构,如横向结构、格形结构等。对应每类结构都有一种算法来自适应地调整均衡器参数。线性均衡(LE)应用于信道干扰不太严重的情形。若水声信道频率选择性衰落较严重,则常常具有频谱零点。这时,线性均衡器在谱零点附近给予高增益,增加了接收信号中的附近噪声。使用非线性均衡方法,如判决反馈(DFE)或最大似然序列估计(MLSE)可有效地克服频率选择性衰落。从减小序列错误概率的角度来看,MLSE 是最优的均衡技术,通过 Viterbi 算法可有效实现 MLSE。但是随着码间干扰(ISI)所影响的符号数目的增加,MLSE 系统的应用受到了计算量的限制。这时,可采用 DFE 结构均衡器。DFE 的计算量是前向和反馈滤波器权个数的线性函数。因此,可有效实现对长信道响应的均衡,是一种计算有效的次最优方法。

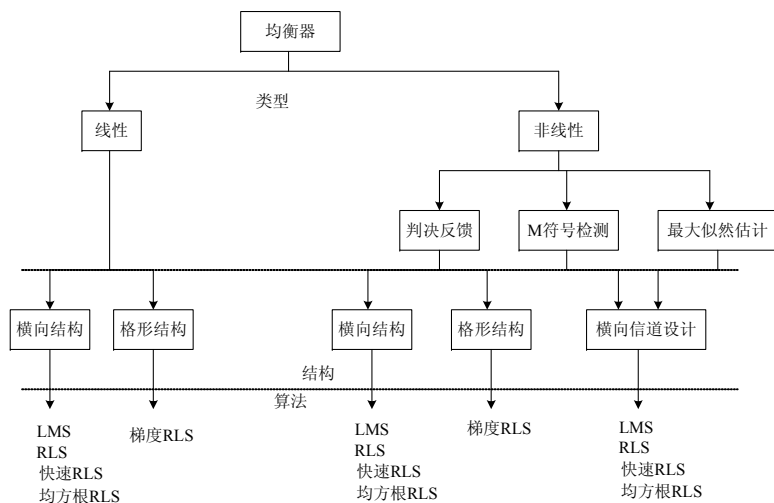


图 5-23 线性均衡和非线性均衡

### 3. 盲均衡算法概述

对于水声信道,带宽非常有限。而越来越多的水下信息均要求高速数据传输。从提高通信带宽效率的角度看,采用自适应均衡技术,重复发射已知训练序列的代价太高。在有些通信系统中,每帧数据中训练序列的比重达 1/3。在有些通信场合,比如在多点通信网络,一个控制单元,连接多个数据终端,主控机会由于向多个终端重复发送训练序列而使效率大大降低。采用不需要训练序列的盲均衡算法可有效节约带宽,提高通信速率。

在相干水声通信中,载波同步与恢复对数据解调至关重要。盲均衡算法的收敛仅依赖于信号的幅值特性,因此,与自适应均衡相比,数据解调后的载波残余对其性能影响较小。即盲均衡对载波同步的要求降低。

当采用自适应接收机,信道的突变干扰会使得判决导引算法发散而使该帧数据丢失。而采用盲均衡算法,其自恢复能力可使算法重新收敛。在水下图像传输或水声电话等应用场合,小部分数据的误码仅使图像或声音质量有所下降,仍可使用。综上所述,研究盲均衡算法在水声通信中的应用具有重要意义。

自从 1975 年 Sato 等人提出信道盲均衡的新思想以来,在无线电领域,国内外学者对此做了大量研究工作。本质上,盲均衡也是一种自适应滤波算法。但是,与之不同之处在于:算法对系统期望响应是盲的,而期望响应的生成是通过非线性变换而获得的。根据非线性处理部位,盲均衡算法通常分为以下几类:①Bussgang 类算法:非线性的无记忆变换函数在自适应均衡器的输出端;②高阶或循环统计量算法:非线性变换在自适应均衡器的输入端;③非线性均衡器算法:非线性存在于均衡器内部,如使用非线性滤波器(如 Volterra 滤波器)或神经网络等。

#### 1) Bussgang 类算法

Bussgang 算法有三种经典形式,分别为判决导引算法、Sato



算法和 Godard 算法。判决导引 (DD) 算法, 将判决输出作为期望信号, 以得到盲的期望响应。因此, 当均衡器输出误码率较高时, 该算法无法收敛。Sato 算法对非常数模信号具有较好的收敛能力, 而对常模信号收敛性能与 DD 算法相同。研究较为广泛的一种常数模算法是 Godard 算法中的一种特例, 该算法采用最小均方误差准则进行迭代, 形式与自适应 LMS 算法很接近, 但不需要期望响应。它对于常模信号或非常模信号都具有良好的收敛能力。因此, 常数模算法是一种结构简单, 性能稳健的盲均衡算法, 在无线电通信领域得到了很广泛的研究与应用。该算法隐含使用了高阶统计量。

## 2) 基于高阶累积量或循环统计量的盲均衡算法

研究较多的一类基于高阶统计量的盲均衡算法是基于多谱的算法。主要有以下几种算法: 倒三谱盲均衡、功率倒谱与三相关均衡, 以及三互不相关均衡算法等。该类算法的优点是:

- (1) 可以辨识均衡器的幅度与相位信息;
- (2) 通过差分倒谱参数的符号变换, 很容易得到信道响应;
- (3) 唯一的假设是输入信号独立同分布, 且非高斯;
- (4) 对高斯白噪声有很好的抑制作用;
- (5) 可以分别估计信道的最小和最大相位分量。

另一方面, 其不足是:

- (1) 对倒谱参数的截断点非常敏感;
- (2) 运算量大, 且当极点和零点接近单位圆时, 计算量迅速增加。

另一种基于高阶统计量的算法为超指数算法, 该种算法的优点是具有很快的收敛速度。因此, 对于非平稳信道有较好的跟踪性能。

众所周知, 接收信号的二阶统计量 (相关函数) 只提供信道特征的幅度信息, 而无相位信息。然而, 通信信号具有循环平稳特性, 这就有可能从其二阶统计量中得到幅度和相位信息,

从而得到一类基于二阶统计量的盲均衡算法。但是, 基于二阶统计量 (SOS) 的算法稳健性较差。文献[15]将常数模算法与基于 SOS 的几种算法进行了比较, 当均衡器长度小于信道长度, SOS 类算法剩余均方误差很大。相比之下, 隐含使用高阶统计量的常数模算法要稳健得多, 剩余均方误差也小很多。有资料显示采用基于射线模型的仿真水声信道及实际水声通信数据, 得到了相同的结论。

采用神经网络作盲均衡器, 最大优势在于利用其大规模并行计算的处理能力和学习能力, 可以适用于各种信道。但是, 神经网络或 Volterra 滤波等方法计算量大, 实现起来尚有困难。

## 4. 评价算法性能的标准

文献[17]给出了衡量自适应均衡算法性能的指标, 可用来作为比较算法性能的标准:

(1) 收敛速度——相应于稳态输入, 定义算法收敛到最优解所需要的迭代次数为收敛速度。收敛速度快, 则算法对稳定环境自适应的速度快。在非平稳场合, 收敛速度快, 则算法跟踪统计特性变化的速度快。

(2) 失调——该参数给出了剩余均方误差偏离最小均方误差的量度。

(3) 计算复杂度——算法完成一次迭代所需要的操作数 (乘法运算)。

(4) 数值特性——计算机表示精度存在不准确度, 而这类误差会影响算法的稳定性。

## 5. 均衡器在水声通信中的研究与应用现状

20 世纪 80 年代初的水声通信系统采用非相干调制方式。在该种接收机中常采用境界警戒时间和多频分集技术来避免码间干扰和单频衰落。这种调制方式是频带利用率较高的调制方式, 随之出现了相位相干接收机。对于相干接收机的码间干扰则采用均衡





器去主动的抑制。从 90 年代初,随着相干接收机的发展,均衡器在水声通信中得到了广泛的研究与应用。对其发展情况,可以总结如下:

### 1) 自适应均衡器的研究状况

对于目前常用的相干接收机,文献[18]归纳了一种判决反馈均衡器加数字锁相环(DFE+DPLL)结构,并称其为标准化结构。该结构在相干接收机中得到了广泛的研究和应用。该接收机结构主要包括以下部分:前向滤波器完成对接收信号的采样,该采样通常是码率的整数倍,并对 ISI 进行抑制。反馈滤波器完成对以前符号的判决,并对整个算法引入非线性。DPLL 能迅速估计和补偿信道的快变多谱勒频移,而让均衡器补偿复杂的、相对慢变的信道响应。

文献[19~20]首先将相干接收机应用于较典型的水平信道中,两文献都采用了上述标准化的相干接收机结构。文献[21]指出,从实际得到的许多水平信道来看,其码间干扰长度不允许使用最大似然估计方法。因为,该种算法的计算量随着 ISI 的增加而指数增加。采用判决反馈均衡器是比较实用的方法。在接收机结构中,载波跟踪与均衡是分离的,并根据最小均方误差准则进行联合优化。发射信号为 QPSK、8PSK 和 8QAM,中心频率为 1kHz,带宽为 0.3~1.0 kHz。在深海和浅海都进行了信息传输实验。浅海距离 89 海里,深海距离 203 海里,误码率小于  $10^{-4}$ 。

文献[22]对比研究了 3 种自适应均衡算法:自适应变步长 LMS 算法,模稳定快速逆滤波算法和信道估计 RLS 算法,均采用二阶锁相环跟踪载波相位的变化。潜艇以 5 节的速度在 250 英尺的水下以半径为 2000 m 进行圆周运动,与位于圆心的平台进行通信。没有给出所采用的调制方式。实验结果表明,信道估计 RLS 算法的收敛速度快于其他两种算法,而模稳定快速逆滤波算法略快于自适应变步长 LMS 算法。

近几年,出现了很多针对这一标准化接收机结构的改进结构

形式。主要因为部分水声信道响应较长,导致计算量增加,不利于工程实现,因而采用稀疏权方法来降低接收机算法的计算量。

在文献[23]中,由于采用高速通信(150 Kbps),信道响应较长,因此均衡器采用了基于 LMS 算法的稀疏迭代方法。即利用信道的稀疏性,仅部分均衡器抽头参与迭代。首先扫描所有可能的信道时延,在一组  $N$  次迭代中,仅有部分显著的抽头参与迭代;之后,在下一组  $N$  次迭代中重新确定较显著的抽头参与迭代。这样就有效降低了计算量。文献[24]也采用了稀疏权方法。但由于采用稀疏权方法会导致剩余均方误差增大,因此在迭代过程中一直监测剩余均方误差的变化。采用该方法,文献[25]成功减小了 RLS 算法的计算量,对于 2.5 Kbps 的 BPSK 实测数据进行了成功均衡。文献[26]通过对稀疏信道的估计,保留能量高于某一门限的抽头,以确定 RLS 判决反馈均衡器的前向和反馈滤波器抽头。通过处理在极地水域 300 m 距离上的 QPSK 数据,表明在 MSE 可接受的条件下,这种基于稀疏信道估计的 RLS 算法可使平均计算量下降一个数量级。

采用空间分集与均衡合并处理(SDE)不仅可以有效抑制码间干扰,而且可以有效提高信噪比。因此,在远距离水声通信中,SDE 很具优势。文献[27]将 SDE 用于水下多用户通信中,表明对于多输入多输出系统,不但有效降低了噪声的影响,而且对同信道干扰有很好的抑制作用。文献[28]设计了基于 MMSE 准则的 SDE。研究了阵元个数,布阵形式及均衡器长度对 SDE 性能的影响。通过仿真信道,给出了误码率结果,表明随着分集重数的增多,误码率下降很快。文献[29]为了克服事变多途的相位模糊问题,在多通道自适应判决反馈结构上加入了二阶数字锁相环,并给出了海上实验结果。通信距离 110 海里,QPSK 信号数据率每秒 333 符号,采用 12 阵元的 SDE 技术比单通道均衡的输出信噪比提高了 5dB。文献[30]对比了几种多通道线性均衡器与二阶 DPLL 相结合的接收机算法,这些算法包括:LMS 算法、自适应变步长 LMS



算法和 RLS 算法。通过几组单通道和多通道实验数据的验证,表明了空间分集可有效改善算法的收敛性能。而多于 3 重的分集并未体现出更大的优越性。改变三种算法的步长因子或遗忘因子,表明自适应步长 LMS 算法对步长因子的改变适应能力更强,因而更适合于在实际工程中应用。

## 2) 盲均衡器的研究与应用

随着对高速水声通信越来越多的要求,不需要训练序列的盲均衡算法也开始在水声通信中应用。文献[31]研究了自适应步长 LMS 算法和归一化常数模盲均衡算法的性能,采用了均衡器与一阶锁相环级联的结构。采用差分 4PSK 从水下 40m 向水面接收器发送数据,训练码长 10 000 符号,发射数据 16 000 符号。实验结果表明,归一化常数模盲均衡算法的性能与自适应步长 LMS 算法的性能较接近,可以完成对该垂直信道的均衡。

文献[32-33]提出了一种盲均衡结构,该结构分为收敛和跟踪两个阶段,在不同的阶段采用不同的算法。在收敛阶段,将递归滤波器放置于逆滤波器之前,之后再接一个 DPLL,采用常模准则收敛。在算法迭代过程中,若 MSE 小于某一预设的门限,则切换到标准的判决导引判决反馈算法(DDDFE)。如果信道变恶劣,使得 DDDFE 发散,则算法会自动转回到盲均衡模式。在垂直信道上进行实验,采用 4QAM 调制,载波频率 12 kHz,发射 20 000 符号的数据包。该盲均衡算法成功地完成了数据恢复。

Bessios 采用了一种多信道盲均衡结构,每一信道对应一个逆滤波器,其代价函数具有三个分量。这些分量包括,传统的常数模项,已知信号误差以及区分均衡器输出的误差项。给出的仿真结果表明算法具有可行性,但没有给出实验结果。

文献[34]采用预测判决反馈均衡器,采用超指数算法作前向滤波,实现了对水声信道的盲均衡。在浅海 1000 m 的距离上进行实验,采用二进制相移键控(BPSK)信号,载波频率 53 kHz,数据率 120 bps,均衡器输出信号清晰张开。



欧洲海洋科技协会(MAST)开发了 ASIMOV 声通信系统。在该项目中,由水下航行器通过垂直信道向水面舰发送图像数据。样机对盲均衡算法作了评估。该系统采用归一化常数模算法的一种变形算法,对多进制相移键控(MPSK)信号进行数据恢复,但没有给出具体的实验结果。

同时,该协会正在进行组建浅海声网络(SWAN)的实验,部分实验结果已在网上公布。采用了一种多通道预测超指数判决反馈盲均衡算法,对部分 BPSK 数据进行了处理,给出了误码率。由于不同的数据,信道条件不同,所得的误码率差异很大,较难评估该算法的性能。

综上所述,基于自适应的标准化接收机结构在水声通信中的研究和应用已较成熟,而对采用盲均衡算法的接收机结构的研究与应用尚处于初始阶段,还需进一步进行理论分析和实验研究。

## 5.5.2 空间分集与智能天线技术

### 1. 空间分集技术

空间分集(Space Diversity)是一种有效的通信接收方式,可以补偿水下衰落信道造成的损害,当它和均衡器一起使用时,可以明显提高水声通信的通信质量。多径信号之所以难于分离,问题在于它们是相关或相干的信号。分集技术就是研究如何使接收到的多径信号变成互不相关的信号,从而达到改善系统接收性能的目的。分集的概念可以简单解释如下:如果一个路径经历深度衰落,那么另一个独立的路径可能就会有一个强的信号,这个强信号路径即可被选出。一旦有多个路径被选择出来,接收机的瞬时信噪比和平均信噪比就可得到改善。一般情况下,改善的幅度大于 10 dB。

在水下通信的空间分集中,发射端使用一个发射换能器,接收端采用水听器阵列,即多个接收水听器。接收水听器之间的距



离  $d$  应足够大, 以保证各水听器输出信号的衰落特性是相互独立的。在理想情况下, 接收水听器之间的距离应满足所谓的半波长条件, 即  $d \geq \lambda/2$ ,  $\lambda$  为波长, 这样即可保证各支路接收的信号不产生分辨模糊。对于空间分集, 分集的支路数  $M$  越多, 分集效果越好, 但分集的复杂性也随之增加, 这使得分集增益的增加随  $M$  的增大而变得缓慢。

## 2. 智能天线技术

智能天线技术是利用信号传输的空间特性, 达到抑制干扰、提取信号的目的。接收机可以利用信号与干扰的来波方向的不同, 即信号与干扰的空间入射角来区分信号与干扰。这是由于在一般情况下, 期望的信号和不希望的干扰往往来自不同的方向。智能天线所形成的波束可实现空间滤波的作用, 它对期望的信号方向具有高增益, 而对不希望的干扰信号实现近视零陷作用, 以达到抑制和减小干扰的目的。

智能天线分为两大类: 多波束天线和自适应阵天线。自适应阵天线是智能天线的主要类型, 可以实现全向天线, 完成用户信号接收和发送。自适应阵天线系统采用数字信号处理技术识别信号到达方向, 并在此方向形成天线主波束。而多波束天线是指在接收端, 预先设置了一组 4 个不同入射角方向的窄波束, 再根据接收所期望信号的来波方向(DOA), 并根据一定的信号误差准则, 在预置的 4 个窄波束中选取一个最合适的波束。因为信号并不一定在固定波束的中心处, 当用户位于波束边缘, 干扰信号位于波束中央时, 接收效果最差, 所以多波束天线不能实现信号最佳接收, 一般只用作接收天线。但是与自适应阵天线相比, 多波束天线具有结构简单、无需判定用户信号到达方向的优点。



## 5.5.3 时间反转技术

### 1. 时间反转法的由来及国内外研究现状

声学中时间反转的概念是光学中相位共轭法的引申。当然, 声学中的时间反转镜与光学中的相位共轭镜是有区别的。

水声信道是时间弥散的慢衰落信道, 能量损失随距离和频率的增加而变大, 且海洋信道是不平整双界面随机不均匀介质信道, 信息容量小, 传播过程中时变、空变, 多途效应严重, 由此导致的相差畸变和波形、信号的失真等问题, 成了束缚信号聚焦、检测和声成像技术的瓶颈。为解决此类问题, 将光学中的相位共轭技术引入到声学中, 成为现在的时间反转技术。

光学中有一种相位共轭法, 它是为了弥补不同光线在通过不均匀介质的相位差, 利用一个相位共轭镜, 使之重发一个共轭相位的波阵面, 进行补偿。它主要用于光纤通信中, 目的是解决光信号传输过程中的信号失真问题。但是, 当光学中的相位共轭移植到声学中来, 由于声学中介质非线性很小, 结果并不理想。

早在 1965 年 Parvulescu 和 Clay 就对时间反转、信号再发射以及对多途信道补偿的试验做了报道, 但是该试验并未体现相位共轭(或时间反转)的空间聚焦特性。直到 20 世纪 80 年代后期, 人们才将声信号经换能器转换成电信号, 利用电学上的混频方法得到相位共轭信号, 再通过换能器将共轭电信号转换成声信号发射, 从而实现声束在待测目标上的聚集。时间反转方法最早应用于超声领域。1989 年 Fink 等人在超声方面得出时反阵聚焦能力的结论, 从此, 掀起了时间反转技术研究的热潮。此后 Fink 领导的课题研究组在超声领域用时间反转(TR)方法开展了大量深入的研究工作。他首先给出了时间反转镜的定义: 声学时间反转法(TRA)是由多个收发合置的传感器组成基阵, 对入射的声波进行采样、量化、存储、时反和再发射, 通过这些步骤可以使入射声波在原先发射声波的位置形成聚焦。Fink 所指的利用换能器基阵

实现时间反转法的概念,被后来的研究者所利用。

当然时间反转技术最早研究和应用是在超声领域。在水声领域中最早进行的研究始于1984年,Burdo和Dargeiko对浅海波导中的相位共轭进行了计算。自20世纪80年代末开始,在水声TRA方面进行深入研究的代表人物有美国华盛顿大学海洋与渔业科学院应用物理实验室的Darrell R. Jackson和David R. Dowling,以及美国加利福尼亚大学海洋物理实验室的W.A.Kuperman。Dowling对TRM应用于水声(主动)作了定义和理论分析,同时Dowling等用被动式时间反转法在西雅图进行了水下通信实验,并对各种不同阵形的TRM技术进行理论推导。他还对影响TRA聚焦性能的因素进行了初步分析,并给出了结论。

Kuperman等在地中海开展了实际海洋中的TR实验研究,实验证实了TR方法可使声场在时间和空间上聚焦到待测目标处,并通过数值模拟研究了TR声场在聚焦点附近的分布特性及TR方法的稳定性。

在国内,水声通信的研究起步较晚,近年也取得了一些进展。最具代表性的是以中科院声学研究所张碧星、陆铭慧为代表的研究群和哈尔滨工程大学水声工程学院的惠俊英、生雪莉为代表的研究群。

## 2. 时间反转技术简介

传播声场的介质一般是线性的,声场存在互异性,记录围绕声源各点的声场,把信号在时间上进行反转,并回放信号,则会在声源处聚焦,重新得到原来发出的声信号,不过在时间上是反转的,就像原来的信号被倒推回来一样,这种现象就是时间反转声现象。

近来在水下水声和无线信道通信中,时间反转备受关注。时反水声通信技术正是利用了声场的时间反转法原理,来解决水声通信中的信道响应问题。水声通信由于复杂的多途信道的限制,

难以提高通信速率和距离,时间反转技术正是为了解决这一问题,它既可以克服不均匀的水声信道的信号畸变,也可以获得更高的通信速率和可靠性。

对于复杂的多途传播环境,使用时反镜时,不需要了解其传播特性,只需要对接受基阵实际接受的信号按时间反转的方式重发,则在声源处会出现声能的聚焦。

时间反转法与其他同类聚焦检测方法相比,有其独到之处,具体表现为:

- (1) 不需要传播介质和换能器阵列的先验知识,就可实现自适应聚焦。
- (2) 利用时反处理可以减弱浅海波导的多途效应,提高目标分类性能。

## 3. 时反镜声学原理

时反镜原理图如图5-24所示。

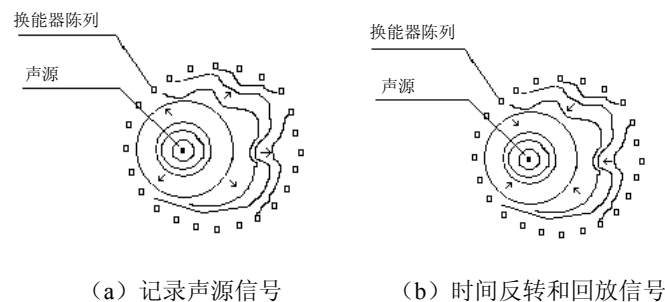


图5-24 时反镜原理

在图5-24(a)中,声源向外发射声波,碰到介质后发生畸变,围绕声源的各个换能器检测到到达该位置的信号,并进行存储。在图5-24(b)中,每个换能器同步地回放声信号,并在时间上反转。这个回放波通过介质时抵消畸变,重新聚焦到原来的声源位



置。上图中的换能器阵列称为时反镜(Time Reveral Mirror, TRM)。

时反镜的两个特性:

- (1) 可在不均匀介质中, 对位置未知的反射体进行定位;
- (2) 多个目标存在时可通过迭代 TR 的方法对其进行选择聚焦。

#### 4. 伪时反通信

伪时反通信包括两种通信方式: 主动方式(a)和被动方式(b)如图 5-25 所示, 其中  $S$ ,  $S_1$ ,  $S_2$  表示信号的频谱,  $H$  是信道响应函数, “\*”表示取共轭。

图 5-25 (a) 为主动方式的原理, 由发送端发送试探信号  $S$ , 接收端将经信道响应函数变换后的接收信号  $HS$  取共轭并保存。它以此为基础按某种方式让它加载上要传送的信息后发回。信息经响应函数再次变换后, 实现了理想的匹配。因此, 在双程传输的过程中, 只要信道的传输函数未发生变化, 则由信道本身实现的匹配将是非常有效的。

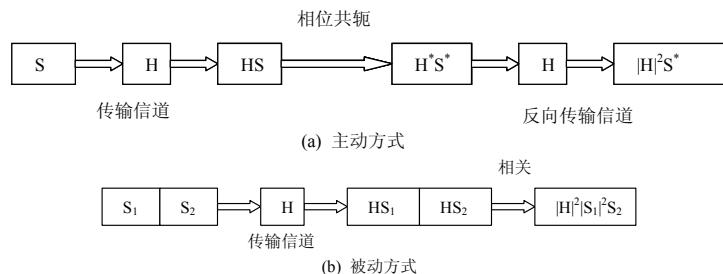


图 5-25 时反通信方式

图 5-25 (b) 为被动方式, 因为只有单程传输, 为利用未知的信道响应函数实现匹配处理, 可发射相邻的两个信号  $S_1$  和  $S_2$ , 接收后将它们进行相应处理就能实现匹配。

伪时反通信技术就是应用了被动方式的原理。

根据通信理论的有关内容, 信道的特性可以用等效传输函数来表述, 根据其等效函数随时间变化, 信道可分为恒参信道和变

参信道。对于恒参信道, 只要发送一个探测信号  $S_1$  即可估计信道响应。对于变参信道要求多次发送探测信号  $S_1$ 。

水声通信信道可以有两种理解: 一种是简化为一个确定性的线性时不变滤波器或确定性的时-空滤波器, 该滤波器即可表示信道响应。另一种是一个滤波器  $H$ , 发射信号  $s(t)$  经过水声信道后被接收, 接收信号是  $x(t)$ , 信号  $x(t)$ ,  $s(t)$  的傅氏变换为  $H(\omega)$ 、 $s(\omega)$ , 则  $S=HX$ , 信道的响应函数为:

$$H(j\omega, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(u, t) \exp(-j\omega u) du \quad (5-25)$$

经多途信道传输后的接收信号可近似表示成:

$$s(t) = \sum_k a_k x(t - t_0 - \tau_k) \quad (5-26)$$

式中,  $t_0$  为单途接收时延,  $K$  为多途路数,  $\tau_k$  为第  $k$  路时延,  $x(t)$  为发射信号。在时域中表示为:

$$\begin{aligned} s(t) &= h(t) \otimes x(t) \\ h(t) \otimes x(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) x(t - \tau) d\tau \\ F(h(t) \otimes x(t)) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) x(t - \tau) \exp(-j\omega t) dt d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \left[ \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau) \exp(-j\omega t) dt \right] d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) X \exp(-j\omega \tau) d\tau \\ &= X \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \exp(-j\omega \tau) d\tau \\ &= HX \end{aligned}$$

从上式中可以看出两个时间函数时域卷积的频谱相乘。

在以上分析的基础上, 对图 5-25 (b) 中被动方式需要进一步改进。  $S_1$  为探测信号,  $S_2$  为编码信号, 如果  $S_2$  直接根据要传输的



信息进行编码, 虽然  $|H|^2 S_1^* S_2$  消除了信道响应, 但  $S_1^* S_2$  会产生另外的问題, 将会给解码带来困难。

所以在进行  $S_2$  信号编码时, 必须进行相应的处理,  $S_1$  信号不变,  $S_2$  信号改为  $C_1$ ,  $C_1 = S_1 S_2$ , 则  $HS_1$  和  $HS_2$  的共轭相关变为  $HS_1$  和  $HC_1$  的共轭相乘:

$$\begin{aligned} (HS_1)^* (HC_1) &= (HS_1)^* (HS_1 S_2) \\ &= H^* S_1^* HS_1 S_2 \\ &= H^* HS_1^* S_1 S_2 \\ &= |H|^2 |S_1|^2 S_2 \end{aligned} \quad (5-27)$$

经过处理后, 信道响应  $H$  和探测信号  $S_1$  在相位上不会给  $S_2$  的解码带来影响, 但是在幅度上还会有影响。因此, 在具体操作时对  $S_2$  的编码和信号调制需要结合其他一些通信技术。

### 5. 取得的成绩及其新动向

Kuperman 等人通过理论推导及实验证明时间反转镜具有时间压缩性能, 即它可以重组多途信号而抑制码间干扰, 且具有空间聚焦性能, 即可以减少信道衰落的影响。

Edelmann 等在意大利 Elba 岛采用 BPSK 和 QPSK 进行的水下通信实验中, 利用时间反转处理以减少误码率。

Kim S 和 Kuperman W.A 利用时反镜提高信噪比约 5 dB, 在时反通信实验中, Candy J.V. 设计的框架在强混响背景下能够检测并无误地恢复原始信号。利用时反处理可以减弱浅海波导的多途效应、提高目标分类性能。

张碧星等人分别在半无界液体及置于半无界刚性固体之上液体层的波导结构中开展了 TR 方法及自适应聚焦的研究, 并在实验水槽中进行了实验研究, 由于实验条件简单可控, 实验清晰地给出了水下波导中声脉冲的传播在时间反转处理过程中其物理过程的图像, 并将实验与理论进行定量的对比和分析。得出结论: 由于多途效应造成的散焦, 经时间反转处理后, 从不同换能器阵元

发出的声波和沿不同路径传播的声波同时同相到达原待测点处, 即重新聚焦于原来的地方。同时用时间反转法处理扩频编码信号, 可以矫正由换能器阵元的分布和水下波导的多径效应产生的信号畸变, 提高编码信号相关解码时的主副瓣比, 这样可以降低门限电平, 从而可降低误码率, 同时还可获得可观的聚焦增益, 提高信噪比, 还可降低误码率, 提高通信距离。

哈尔滨工程大学的殷敬伟等人在国内外实验研究的基础上提出了单阵元无源时间反转镜 (即上文的被动方式), 并在水下进行了实验, 得出了无源时间反转镜的两点优势: ①结构简单, 无源时间反转阵元只需具有接收功能, 而有源时间反转阵元 (即上文的主动方式) 需要收发合置。②实现简单, 将接收到的信号经过预处理器再与探测信号进行卷积运算即可完成 PTRM, 可实时实现; 而有源时间反转镜则需要往返两次将信号发射入海洋声信道, 等待时间长。

实践表明, 在声学中引入相位共轭, 提高了对目标空间聚焦的能力, 有效抑制码间干扰, 降低误码率。

针对海洋波导中多目标探测问題, Kuperman 研究了水声迭代时间反转镜技术。

1996 年, Fink 针对两个散射体的情况, 在时间反转镜迭代算法的基础上提出了时间反转的分解算法 (DORT: Decomposition of the Time Reversal Operator), 理论和实践证明该方法在不均匀介质中对两个散射体定位的能力。

TRM 聚焦技术受到的影响因素:

(1) 衍射效应对任何目标的空间谱都起到一个低通滤波器的作用, 聚焦点尺寸的大小与波长有关。

(2) 时反镜脉冲回波定位的效果决定于时反镜的孔径。

在非均匀的介质中, TRM 的聚焦效果较一般的时延聚焦技术更为稳健。

在时反聚焦能力得到理论和试验验证的基础上, TRA 多目标检测成为研究的一大热点。



## 5.6 水声通信仿真设计

在对水声信道机理以及与其相适应的调制、编码等方面大量研究的基础上,国内外许多研究者提出了分别针对某种水声系统特性的各个水声通信系统设计模型,或者通过仿真验证、或者进行现场实验,均证明了其相应的系统设计能在一定程度上适应于所描述的系统。下面,我们就具体给出几个设计实例。

### 1. 基于频移键控的数字水声通信系统设计

海洋中水声信道是一个极其复杂的随机时一空一频变参信道,存在窄带、高噪、强多途干扰等众多因素的制约,因此选择合适的调制方法和传输模式对保障水声数据通信的高速率与低误码率具有关键意义。本设计提出了一个基于并行传输体制的水声数据通信样机设计方案,采用纠错能力很强的级联码和 MFSK 调制,分集技术采用抑制载波的双边带调制方式,接收端对接收信号利用快速频谱分析进行调制,并进行硬判决 Viterbi 译码和 BM 迭代译码。实验表明,该水声数据通信系统的传输速率为 200 bps,误码比率达到  $10^{-5} \sim 10^{-6}$  以下。

工作原理:

#### 1) 数据通信机的发射部分

水声数据通信机发射端的工作原理框图如图 5-26 所示。

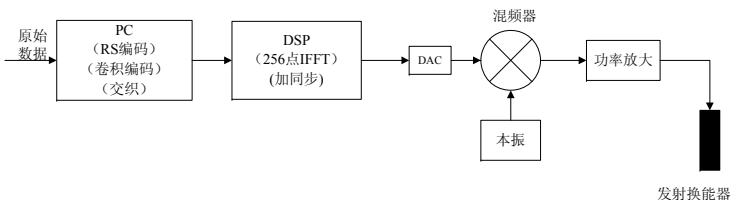


图 5-26 水声数据通信机发射端工作原理

(1) 信道编码。原始数据送入 PC 进行信道编码 RS 编码用 (15, 9) 的系统码,相当于二进制的 (60, 36) 系统码,一个码组的码长为 60 bits,输入信息为 36 bits,对原始信息(或者经过压缩的原始信息)分组,以  $4 \times 36$  bits 作为一组,包含 18 bytes 的原始信息量,再经过 (2, 1, 7) 卷积编码,该卷积码的码率为 1/2,约束长度为 7240 bits,信息经过卷积编码后,形成 480 bits 的非系统码,最后还要加上 14 bits 卷积码编码器中移位寄存器形成的尾比特。交织方式是用 32 行  $\times$  15 列的网络,采用行写入、列读出的方式,最后一行 14 bits 的尾比特不参与交织,交织示意图如图 5-27 所示。

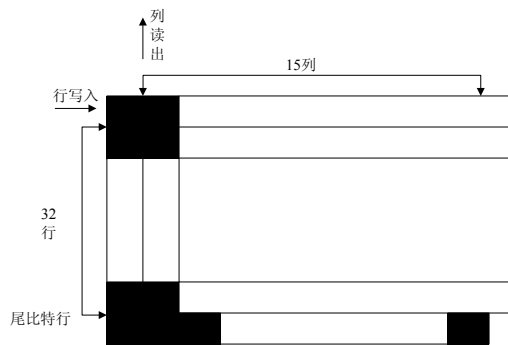


图 5-27 信道编码的交织示意图

(2) 调制信号。整个信道共可以划分为 8 个子信道,每个信道分配 4 个频率,对于 8 个子信道而言,共有 32 个频率资源,频率间隔为 80 Hz。每个信道的 4 个频率是这样分配的:从 80 Hz,令  $fn = 80n$ ,其中  $n=1, 2, \dots, 32$ ,以  $n=1, 2, \dots, 8$  作为一组,  $n=25, 26, \dots, 32$  作为第 4 组,则分配给每个信道的 4 个频率,就是分别从每组频率资源中不重复地抽取一个频率组成一个子信道所使用的 4 个频率,即对于第一个子信道,其 4 个频率为  $f_1, f_9, f_{17}, f_{25}$ ,第 8 个子信道的 4 个频率分别为  $f_8, f_{16}, f_{24}, f_{32}$ ,以此类推。每个子信道的调制方式为 4FSK 方式,先从 PC 中输出



的信道编码和交织后的码流中，按照码流的先后顺序，2 bits 对应一个信道的某个频率，DSP 在频率域中一次形成 8 个频率，而且这 8 个频率的初相位是随机的，以保证最大限度地减小功率分散的影响，这样一次可以发送 16 bits。设定采样频率为 20 480 Hz，进行 256 点的 IFFT，一次形成 8 个不同频率信号以随机初相位叠加的时域波形，然后再进行抑制载波的双边带调制，最后形成 16 个载波频率叠加的复合波形。抑制载波的双边带调制可以起到频率二分集的效果，付出的代价是信号所占用的带宽加倍，信噪比的下降大于 3 dB。

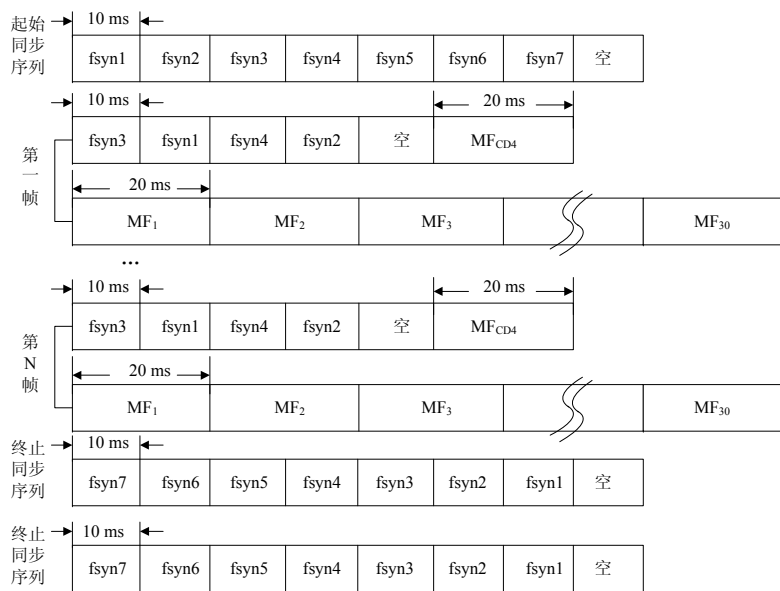
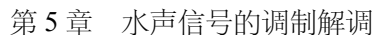


图 5-28 信道编码调制后的发送序列

调制后的发送序列如图 5-28 所示。一个子信道一次可以发送 2 bits，8 个子信道一次共发送 16 bits。假设以“*f*”表示单频，以两个大写字母“MF”表示多频合成。原始数据信息经过信道编码和交织后，形成一帧  $32 \times 15 + 14 = 494$  bits 长的数据包，为了使接



收发端能够准确地接收到数据，必须在数据发送的起始加上同步序列，同步序列包含“唤醒”同步序列和同步跟踪序列，以及多普勒校正序列。“唤醒”同步序列为连续的 7 个单频信号： $f_{\text{syn}1}, f_{\text{syn}2}, f_{\text{syn}3}, f_{\text{syn}4}, f_{\text{syn}5}, f_{\text{syn}6}, f_{\text{syn}7}$ 。每个单频信号持续 10 ms，“唤醒”同步序列后跟一个 10 ms 的保护间隔。接着，发送同步跟踪序列，在接收端做同步用，同样为连续的 4 个单频信号： $f_{\text{syn}3}, f_{\text{syn}1}, f_{\text{syn}4}, f_{\text{syn}2}$ 。每个单频信号持续 10 ms，同步跟踪序列后跟一个 10 ms 的保护间隔。 $\text{MF}_{\text{CD}4}$  为多普勒校正信号，即通过发送 4 个标准频率叠加的波形，在接收端进行频谱分析，确定多普勒频移的大小，相应调整本振频率的频偏。多普勒校正信号只发送一次，持续时间为一个信道码元时间 20ms。 $\text{MF}_1 \sim \text{MF}_{30}$  为 30 个信道码元，每个码元的调制波形为 8 个基频的抑制载波双边带调制，每个码元持续时间为 20 ms。最后发送两个终止同步序列，只要能接收到两个序列中的一个，并准确检测按顺序的 3 个或 3 个以上同步码元，就给出脉冲通知数据发送结束。

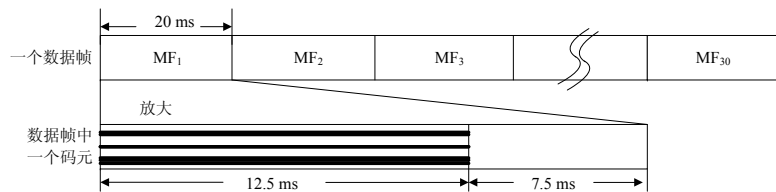


图 5-29 数据帧中单个码元的信号形式

图 5-29 显示的是一个数据帧中单个码元的信号形式,我们知道数据帧中单个码元的持续时间为 20 ms,但是实际上只有前 12.5 ms 才有发送信号,而在每个码元之间留有 7.5 ms 的保护间隔,以消除互多途引起的码间干扰。

## 2) 水声数据通信机的接收部分

接收端的工作原理框图如图 5-30 所示。



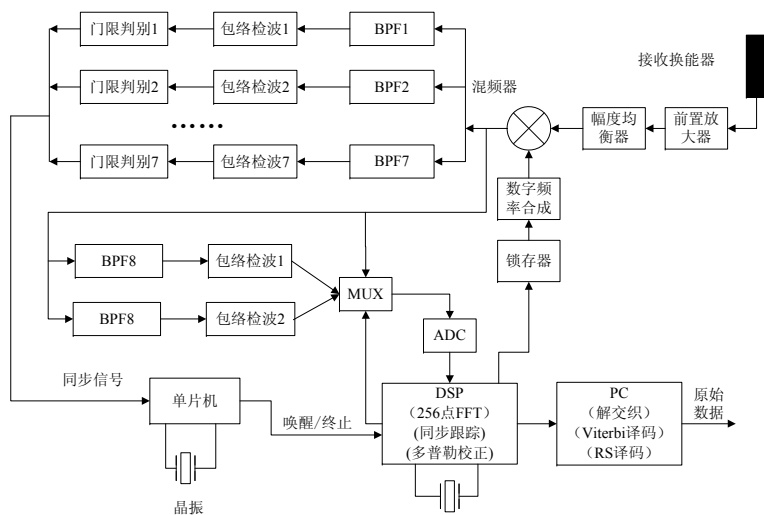


图 5-30 水声数据通信机接收部分工作原理

(1) 同步捕获和跟踪接收机在未捕获同步头之前，DSP 处于“休眠”状态，单片机处于搜索状态，锁存器中锁存一个恒定的码字给数字频率合成器，产生的本振频率为  $f_1$ ，当 7 个同步序列  $f_{\text{syn}1}, \dots, f_{\text{syn}7}$  依次进入混频器与处于搜索状态的本振频率进行混频，产生 7 个差频  $f_1 \sim f_7$ ，恰好是混频器后面的 7 个窄带滤波器的中心频率，每个窄带滤波器的 3 dB 带宽为  $\pm 150$  Hz，即只要多普勒频移不大于 150 Hz，同步序列完全可以被检测到。单片机中同步序列的检测规则是：只要有 3 个或者 3 个以上的频率按照发送端的顺序被检测到，而且相互之间的时间间隔小于一定误差值，那么单片机就输出同步指示信号，“唤醒”DSP，进入同步跟踪状态。

DSP 进入同步跟踪状态后，以 10 ms 为间隔，产生 4 个跳频序列本振频率： $f_{1.1}, f_{1.2}, f_{1.3}, f_{1.4}$ ，它们与接收到的细同步序列： $f_{\text{syn}3}, f_{\text{syn}1}, f_{\text{syn}4}, f_{\text{syn}2}$  分别进行混频，产生的差频序列为： $f_8, f_9, f_8, f_9$ ，利用包络检波后的波形信息的采样值做同步跟

踪，跟踪的步长值分别为：2 ms, 1 ms, 0.5 ms, 0.5 ms。同步锁定后的信道码元接收定时误差为  $\pm 0.5$  ms 以下。

(2) 多普勒频移补偿。完成同步跟踪后，DSP 将多路开关 MUX 切换到混频器输出，对混频器的输出直接采样，进行 256 点 FFT 频谱分析。用于多普勒频移校正的信号  $MF_{\text{CD}4}$  由 4 个单频信号叠加而成： $f_{D1}, f_{D2}, f_{D3}, f_{D4}$ ，这 4 个频率值对于发送端和接收端都是已知的，DSP 可以根据谱分析的结果与已知标准频率值进行比较，修正本振频率值，消除多普勒频移的影响。

(3) 信号解调。接收信号先通过混频器变换到基频，然后进行采样，采样点数为 256 点，采样频率  $f_s$  为： $f_s = \frac{256}{12.5 \text{ ms}} = 20480 \text{ Hz}$ 。

对多个正弦信号叠加的采样值进行 FFT 谱分析，由于划分基带频率的间隔只有 80 Hz，面临的最大困难是谱泄漏的问题，造成谱泄漏的原因是按照信号截断处进行周期延拓，在截断处的相位不连续。引起截断处相位不连续有 3 个方面的原因：①采样的频率不刚好是基频的整数倍；②接收信号的频率有微小的频移；③接收信号的码元定时超前，或者严重滞后超过 7.5 ms。虽然通过加窗可以减轻谱泄漏的影响，但是谱线的分辨力也下降了。本文采用如下的措施来解决谱泄漏的问题：

①在发送端采用 IFFT 合成时域波形的方法，可以保证发射信号在其整数倍周期的截断处的周期延拓在相位上是连续的。

②通过接收端的多普勒补偿，可以消除多普勒频移带来的影响，使采样频率为基频的整数倍。

③接收端的码元定时肯定有误差，利用同步跟踪技术，可以把误差控制在  $\pm 0.5$  ms 以内，同时在进行频谱分析时，特意地取滞后信道码元到达时刻 1 ms 为起始点，对其后的 12.5 ms 的采样点做 FFT 谱分析，由于对每一码元在调制时留有 7.5 ms 的抗码间干扰保护间隔，信号通过水声信道时，一定会有自多途信号扩展到这个保护间隔内，正好利用扩展的自多途信号与前 11.5 ms 的信号



完成 FFT 谱分析, 并且不加任何窗函数, 使得谱分辨力最高。

④在具有一定先验知识的前提下, 采用自适应谱线增强技术, 也可以提高谱线的分辨力。因为每一码元都有两个互为镜像的频率来代表, 只取谱分析时功率谱大的那个频率值作为判决的依据, 并转化为相应的二进制码元。

(4) 信道解码。信道的解码过程包含解交织、硬判决 Viterbi 译码和 RS 迭代译码, 由于解交织必须等待一帧的码元全部接收完毕后才能进行, 所以译码延时至少为一帧数据的时间。

(5) 接收终止。在发送数据的最后, 发送端发送两个终止同步序列, 通知接收端此次数据传输结束, 只要单片机能够正确接收到其中任何一个终止序列, 单片机就发出终止脉冲, 通知 DSP 数据接收结束, 此时 DSP 先设置本振频率处于搜索态时的频率值  $f_1$ , 然后将多路开关切换到包络检波器 8 的输出, 进入“休眠”状态。

### 3) 实验结果

这套水声数据通信设备的传输波特率为 400 baud, 源到源的比率为 200 bps, 误比特率经过仿真可以达到  $10^{-5} \sim 10^{-6}$  以下。如果水声信道的传输条件不恶劣, 可以去除 RS 编码, 数据率可以提高到 333 bps; 如果水声信道的传输条件良好, 例如 1000 m 距离以下和海况良好的条件下, 可以考虑去除卷积编码, 数据率可以进一步提高到最大值 800 bps。

## 2. 基于 MC-PSK 的远程水声通信系统方案

由于 MFSK 调制技术对信道衰落有良好的适应性, 而且比 FSK 调制拥有更高的数据率, 而相干解调技术是目前水声通信的发展趋势, 并且非相干通信技术和相干通信技术相结合可以进一步提高通信速率, 所以 MFSK 和 MPSK 调制技术相结合的方案具有一定的发展前景。因此根据远程信息传输的要求以及远程水声通信技术的发展方向, 提出了多载波-相移键控 (MC-PSK) 的组合编

码调制的新技术-多载波相干调制 (MCCM) 技术。

### 1) 远程水声通信系统方案设计

远程水声通信的主要目的是以水下声波为载体, 实现无人水下航行器之间的远距离、高数据率、低误码率, 以及隐蔽的信息传输。

浅海、远程水声信道呈现信号衰落大、信道脉冲响应长、信噪比低的特点, 因此在远程水声通信系统中, 常采用非相干检测的频移键控 (FSK) 调制或扩频技术进行低速率的传输, 以抗信道衰落。随着水声通信技术研究的发展, 基于相位相干检测和自适应决策反馈均衡器 (DFE) 的高速水声通信系统在远程水声信道中已有成功的应用, 这大大激发了人们对在恶劣的水声信道中采用复杂的通信技术以实现高速、可靠的水声通信的信心。

多载波调制 (MCCM) 是目前正在研究的可能应用于水声通信中的新的调制方式。它是将所用的带宽划分成一系列子带宽, 每一子带宽内的信号可以采用任一种调制方式。实际上, 多频移键控 (MFSK) 调制可以看成是 MCCM 的一种形式, 它对子带内的信号采用频率调制。此课题在 2001 年 12 月的南海试验中, 采用 MFSK 调制, 在 80 km 的传播距离上, 数据率为 5 bps, 未加纠错编码时, 可以做到无误接收。但要进一步提高数据率, 需要增加频率个数或减小信号的时间宽度。受系统可用带宽的限制, 可以增加的频率个数有限; 而减小时间宽度, 势必影响输入 SNR。因此提出一种新的调制方法——多载波-相移键控 (MC-PSK) 调制, 它将 MFSK 和 MPSK 有效地结合起来, 采用多个载波传送 PSK 信号, 使得被调制信号的频率和相位都携带信息。采用 MC-PSK 调制可以在保证系统数据率的条件下, 增加信号的持续时间, 从而显著地改善系统的抗多径干扰能力和可靠性的性能。

### (1) 远程水声通信系统的技术指标。

水下无人作战平台对远程水声通信技术的要求: ①传输距离: 80~100 km; ②数据率: 10~25 bps; ③误码率:  $\leq 10^{-4}$ 。根据技

术要求,我们设计了以 MC-PSK 调制方法为核心的远程水声通信系统,使系统在传输距离  $L = 80 \sim 100 \text{ km}$ 、带宽  $B = 400 \text{ Hz}$ 、发射声源级  $SL = 200 \text{ dB}$ 、数据率  $10 \sim 25 \text{ bits}$  的条件下,可以达到误码率  $\leq 10^{-4}$  的要求。

## (2) 远程水声通信系统组成。

以多载波相干调制 (MCCM) 技术——MC-PSK 调制为核心所设计的远程水声通信系统的原理框图如图 5-31 所示。

系统的工作过程如下:发送的信息首先进入信道编码器,以便进行差错控制,提高系统可靠性。信道编码包括纠错编码和交织。编码信号再进行多载波一相移键控 (MC-PSK) 调制。调制后的数字信号在 D/A 转换后,经发射换能器送入水声信道。经过信道传输的信号,由接收换能器送入接收机。在接收机中经过信号同步和信道检测后,信号进行多普勒频率的估计和多普勒补偿,以抵消多普勒频移对信号检测的影响。补偿后的信号进行 MC-PSK 解调,首先进行多载波的频率估计,再用估计的频率对信号进行 PSK 解调。为了抵消信道多径传输和相位起伏对相关检测的影响,PSK 解调后信号还须借助于自适应的判决反馈均衡器 (ADPE) 及内嵌的数字锁相环 (PLL),进行均衡系数和信号相位的联合最佳估计。判决后的信号经解交织、纠错译码,恢复原发射信息。

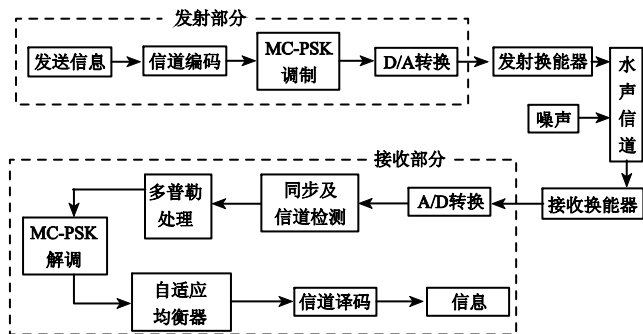


图 5-31 远程水声通信系统框图

## 2) 远程水声通信系统的关键技术

远程水声通信涉及水声信道、信道编译码、自适应信道均衡、系统同步与信道估计、多普勒估计与补偿等关键技术。

(1) 水声信道。水声信道的特性决定系统设计、编译码优化、调制解调、信道均衡等模块的设计。因此我们通过理论分析、仿真计算和海上摸底试验数据分析,深入研究  $80 \sim 100 \text{ km}$  传输时水声信道的传播特性。研究表明,在远程水声信道中存在约  $3 \sim 8$  条的传输路径,最大多径时延可达  $300 \text{ ms}$ 。信道衰落严重,多普勒频移显著。

(2) 信道编译码技术。在水声信道中,由于信道传输特性及噪声的影响,所收到的数字信号不可避免地会发生错误。为了达到误码率指标的要求,首先应采用合理的调制解调方式、信道均衡技术等,尽量降低系统误码率。在此基础上,还需要采用信道编码技术,进一步降低误码率,以满足系统误码率要求。

纠错编码的选取应根据信道特点来确定。远程水下信息传输所造成的信号幅度的衰落是信号产生突发错误的一个主要原因,而信道中噪声的影响会产生随机错误,因此水声信道是一种随机错误与突发错误并存的组合信道。针对这种情况,应选择编码增益较高、编译码方法简单、既能纠正随机错误又能纠正突发错误的编码来进行纠错。在本通信系统中考虑采用交织编码或级联码。在对长约束长度的卷积码、交织码,以及级联码的性能研究的基础上,确定对不同信息采用不同编解码方式:当传输误码率要求较高的指令和文本文件时,采用由 RS 码+交织器+卷积码组成的串行级联码;当传输误码率要求较低的图像文件等文件时,采用由卷积码+交织器组成的交织码。

(3) 自适应信道均衡技术。在远程水声数据传输过程中,多径时延可达几十毫秒甚至数百毫秒数量级,从而导致严重的码间干扰 (ISI),且 ISI 随时间变化。因此需要采用抵消 ISI 影响的技术。目前在频率选择性衰落信道中常用的抗 ISI 的技术,主要包括



极大似然序列估计 (MLSE) 和判决反馈均衡器 (DFE) 技术等。

采用极大似然估计算法的计算复杂性随着时间弥散的长度呈指数增长, 计算量大, 对接收机的存储容量要求较高, 不宜在本方案中使用; 而自适应判决反馈均衡器 (ADFE) 在时变多径信道中有较好的性能, 因此本系统选用自适应判决反馈均衡器 (ADFE)。

要对信号进行相干检测, 必须估计经过信道传输后的相位并对其进行跟踪。本系统中采用二阶的数字锁相环 (DPLL) 来估计并跟踪信号的相位变化。在判决反馈均衡器加二阶的数字锁相环 (DFE+DPLL) 的结构中, 通过对判决反馈均衡器系数和相位的联合最佳估计, 对信号进行相干检测。

(4) 系统同步与信道估计技术及多普勒估计与补偿技术。同步是远程水声通信系统一个重要的问题。同步系统的性能会直接影响通信系统的性能, 为了保证信息的可靠传输, 要求同步系统应具有高准确性。信道检测的目的是对信道中的多径参数进行检测和估计。本系统中信道的多径检测和系统同步进行。系统中采用巴克码作为同步信号。

在与水下航行器的数据传输过程中, 发射源与接收机的相对运动无法避免, 因而多普勒频移在大多数情况下仍存在。多普勒频移对频率估计精度关系到 DFE 能否正常工作。虽然 DFE 和 DPLL 本身能跟踪信号中小的频率变化, 但存在大的多普勒频移的情况下, DFE 将无法正常工作。因此多普勒频率估计和补偿是系统中重要的组成部分。在系统中, 采用了利用发射和接收信号序列长度的变化进行多普勒估计及线性值的补偿方法。研究表明, 该方法实现简单、估计精度高、补偿效果好。

### 3. 无源时间反转镜技术在水声通信中的应用

为验证无源时间反转镜在 Pattern 时延差编码 (PDS) 通信体制中应用的效果, 进行了计算机仿真和湖试验证。系统带宽 3 kHz

(6~9 kHz),  $T_p=10$  ms,  $T_c=10$  ms 码元宽度  $T_0=20$  ms, 占空比  $\eta=0.5$ , 每个码元携带  $n=4$  bit 信息, 通信速率为 200 bps (单通信信道) 和 400 bps (双通信信道)。对单通信信道和双通信信道系统均做了研究, 由于单通信信道情况较为简单, 所以只给出了双通信信道的实验结果。

首先进行了计算机仿真研究。实测得到的某海洋声速分布示意图如图 5-32 所示, 海深约 105 m。在该水文条件下, 利用 206 拖曳线列阵声呐作用距离预报系统, 在计算机中对水声信道建模, 可以得到信道冲击响应函数  $h(t)$ 。

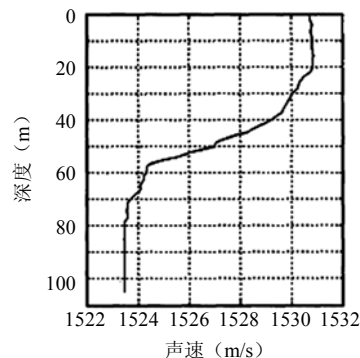


图 5-32 海洋声速分布图

图 5-33 为声源位于水下 20 m, 接收机位于水下 30 m, 收发相距 5 km 的信道冲激响应, 从图中可以看到此时信道非常复杂, 多途信号多且幅度较大, 多途扩展时间约 120 ms, 会产生严重的码间干扰。

接收到的探测信号  $p_r(t)$  被截断并时间反转作为预处理器, 该预处理器与信道冲击响应函数  $h(t)$  卷积后再卷积探测信号本身  $p(t)$ , 即为声源信号最终所经过的“信道”  $h'(t)$ , 如图 5-34 所示, 从图中可以看到 PTRM 的信道均衡效果好, 虽然存在一些旁瓣, 但其幅度明显低于主峰幅度, 可抑制码间干扰。

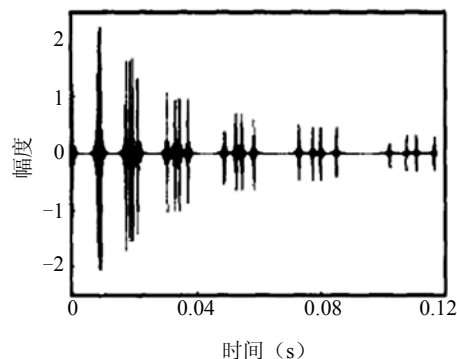
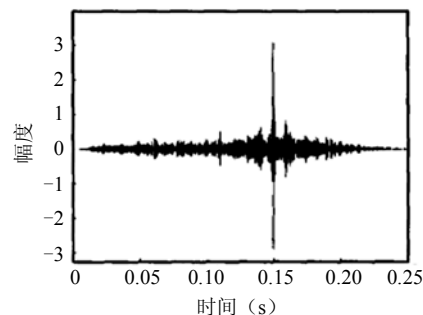


图 5-33 信道冲激响应

图 5-34 声源信号最终经过的“信道” $h(t)$ 

改变收、发节点间相对水平和垂直位置即可得到不同的信道冲激响应函数。表 5-1 列举了几种典型海洋信道，发送 50 s 长的通信数据，系统两个通信信道工作（400 bps），统计在不同信噪比下响应通信信道的误码率（BER）。通过表 5-1 误码率的比较，可以看到在较为复杂的海洋信道中，使用 PTRM 后通信质量均得到明显改善，误码率可控制在  $10^{-3}$  以下。

仿真研究验证了单阵元 PTRM-PDS 通信系统的可行性，为进一步验证系统的有效性，于 2005 年 5 月在吉林省松花湖进行了湖

试。收、发节点分别位于两艘处于自由漂泊状态的船上，风浪较大，收、发节点间存在缓慢的相对运动，最大漂泊速度约 2 m/s。

每次试验先发送探测信号  $p(t)$ ，间隔 50 ms 后发送 24 s 长的通信编码信号，分别进行了距离约为 500 m，1011 m，4000 m，及 5000 m 的通信实验。

表 5-2 给出了双通信信道工作模式（400 bps）在各试验条件下得到的统计误码率（%）。

表5-1 计算机仿真误码率统计

声源 深度 (m)	接收 深度 (m)	水平 距离 (km)	信号 比 (dB)	BER(%)			
				PTRM		No PTRM	
				I	II	I	II
20	30	3	3	0.6300	0.4320	26.3400	13.8780
20	30	3	5	0.1080	0.0140	29.5660	12.3480
20	30	5	3	0.8920	0.4460	16.2660	31.3420
20	30	5	5	0.0920	0.0800	13.5280	31.3200
20	30	10	3	0.3880	0.1860	17.4700	1.2460
20	30	10	5	0.0140	0.0020	13.9160	0.4820
50	70	5	3	0.6540	0	3.1480	0.3860
50	70	5	5	0.0140	0	1.4720	0.1200
50	70	10	3	0.8720	0.3140	15.8060	25.8140
50	70	10	5	0.0860	0.0100	13.0080	24.0800

注：（1）PTRM：采用 PTRM 的通信系统；No PTRM：未采用 PTRM 的通信系统；

（2）I 和 II 分别对应两个通信信道的误码率；

（3）表中所列的信噪比是通过带滤波后测量的；

（4）0 误码率表示在统计范围内没有出现误码，实际误码率很低。

表5-2 湖试误码率统计

通信距离 (m)	BER (%)			
	PTRM		No PTRM	
	I	II	I	II
500	0	0	0.0208	1.2917
1011	0	0	0.0208	0.0833
4000	0	0	11.2708	0.4166
5000	0.2083	0	23.1042	15.2500

从表 5-2 中可以看出,借助 PTRM 技术可大大降低误码率,尤其是当信道较为复杂时,其抑制码间干扰的效果更为明显,这与仿真的结论是一致的。

#### 4. 基于被动相位共轭技术的水声通信仿真模型

前面已经介绍了时间反转技术的基本原理,但是其实现过程是一个双向链接,在此基础上提出的被动相位共轭处理技术则是一个单向链接。文献[71]应用被动相位共轭技术,利用与信息信号同时发射的同步信号进行信道估计和被动相位共轭处理,提出仿真模型如图 5-35 所示。

按照图 5-35 的处理流程进行数值仿真。首先,产生两组 9 阶 m 序列码信号,分别作为同步信号和信息信号,其中载频为 3500 Hz,信号通带 3000~4000 Hz;其次,利用波形预报方法模拟两组信号在垂直接收阵各阵元上的接收波形;然后,由收发双方事先约定的同步信号来估计结果对信息信号进行被动相位共轭处理,得到相应的可解码信息;最后,各阵元的处理结果相互叠加,以获得最佳解码效果。

通过对相位共轭处理和复制相关处理两种解码性能的比较得出结论:被动相位共轭处理得到的解码性能极具优势(有明显的主峰和很低的旁瓣),具有潜在的应用前景。还发现当信道响应函数的结构比较清晰,且多途结构很少时,被动相位共轭处理的优势并不明显,尤其是对于单通道的处理结果,有时甚至还不如直接利用发射信号的复制相关处理结果好。但是当信道结构比较复杂时,采用能够利用整个接收阵的相位共轭处理就会有更好的解码结果。

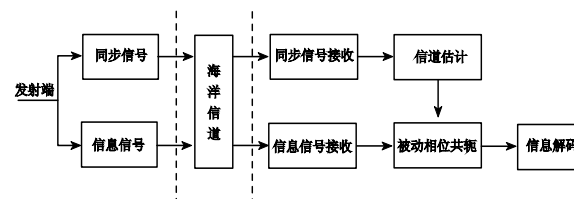


图 5-35 相位共轭通信示意图

## 参考文献

- [1] 李枫. 一种 FSK 水下声通信接收系统的设计与实现[D]. 武汉: 华中科技大学, 2004.
- [2] 丁鹭飞. 雷达原理[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1994: 43-44.
- [3] 申晓红, 黄建国, 张歆等. 远程水声通信 MC-MPSK 及均衡方法[J]. 西北工业大学学报, 2005,23(6):772-776.
- [4] 林伟, 陈强, 汪玉. 一种有效的水声通信多普勒处理方法[J]. 声学技术, 2005,24(4):206-209.
- [5] 刘云淘. 相位相干高速水下通信的关键技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学信息与通信工程学院, 2004.
- [6] 陈淑武, 程恩. 网格编码调制在水下无线通信中的应用[J]. 海洋技术, 2003, 22(2):34-36.
- [7] 李启虎. 水声信号处理领域若干专题研究进展[J]. 应用声学, 2001,20(1):1-5.
- [8] 刘伟. 水声通信数字调制器的设计与实现[D]. 武汉: 华中科技大学, 2004.
- [9] 李霞, 方世良, 陆佑人. 水声扩频通信中相关算法的研究[J]. 电路与系统学报, 2005,10(6):76-79.



- [10] 郭淑霞, 仵敏娟, 费益等. 基于水声信道的级联 TCM 编码技术研究[J]. 无线通信技术, 2006,(3):7-10.
- [11] 杨倬. 基于扩频技术的水下通信技术研究[D]. 西安: 西北工业大学, 2006.
- [12] 杨俊飞, 张效民, 潘峰等. 基于差分相移键控的水声数据传输技术研究[J]. 计算机仿真, 2006,23(7):94-97.
- [13] 韦周芳, 黄建国. 基于 MFSK 的多载波水声通信系统及实验研究[J]. 无线通信技术, 2006,(2):9-13.
- [14] 刘云涛, 蔡惠智, 杨莘元. 相位调制水声高速通信中的一种空间滤波算法[J]. 声学学报, 2006.01, 31(1)
- [15] T.J.ENDRES. Equalizing with fractionally-spaced constant modules and second order statistics blind receivers[D], Cornell University, Ithaca,NY,May 1997.
- [16] <http://www.mclink.it/com/swan/>
- [17] T.S.Rappaport, Wireless communication principles & practice [M], Prentice Hall, Nov.1998.
- [18] D.B.Kilfoyle, A.B.Baggeroer. The state of the art in underwater acoustic telemetry[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, Jan.2000,Vol.25,NO.1,pp.4-27.
- [19] M.Stojanovic, J.A.Catipovic and J.G..Proakis. Adaptive multi-channel combining and equalization for underwater acoustic communications[J]. Journal of Acoustic Society of America, Sept.1993,Vol.94,pp.1621-1631.
- [20] M.Stojanovic, J.A.Catipovic and J.G..Proakis. Phase-coherent digital communications for underwater acoustic channels[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1994, Vol.19, pp. 100-111.
- [21] M.Stojanovic, J.A.Catipovic and J.G..Proakis. Adaptive multi-channel combining and equalization for underwater acoustic



- communications[J]. Journal of Acoustic Society of America, Sept.1993,Vol.94,pp.1621-1631.
- [22] F.A.Blackmon and W.Canto. Performance comparison of several contemporary equalizer structures applied to selected field test data[C]. Oceans 2000 Conference and Exhibition, Vol. 2,pp.809-816.
- [23] B.Geller,V.Capellano and G.Jourdain. Equalizer for real time high rate transmission in underwater communications[C]. International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing,1995,Vol.5,pp.3179-3182.
- [24] M.Kocic,D.Brady and S.Merriam. Reduced-complexity RLS estimation for shallow-water channels[C]. Proceedings of the 1994 Symposium on Autonomous Underwater Vehicle Technology,1994,pp.165-170.
- [25] M.Kocic,D.Brady and S.Merriam. Reduced-complexity RLS estimation for shallow-water channels[C]. Proceedings of the 1994 Symposium on Autonomous Underwater Vehicle Technology,1994,pp.165-170.
- [26] M.Kocic,D.Brady and M.Stojanovic. Sparse equalization for real-time digital underwater acoustic communications[C]. Oceans '95 Conference Proceedings,Vol.3,pp.1417-1422.
- [27] B.G.Song and J.A.Ritcey. Spatial diversity equalization for MIMO oceans acoustic communication channels[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, Oct.1996, Vol.21, No.4, pp. 505-512.
- [28] Q.Wen, J.Riteey. Spatial diversity equalization applied to underwater communications [J].IEEE Journal of Oceanic Engineering, April 1994, Vol.19, No.2, pp.227-240.



- [29] M.Stojanovic,J.A.Catipovic and J.G.Proakis. Adaptive multi-channel combining and equalization for underwater acoustic communications[J]. Journal of Acoustic Society of America, Sept. 1993, Vol. 94, pp. 1621-1631.
- [30] V.Capellano and G.Jourdain. Comparison of adaptive algorithms for multichannel adaptive equalizers:Application to underwater acoustic communications[C].Oceans '98 Conference Proceedings, Vol.2,pp.1178-1182.
- [31] J.Gomes and V.Barroso. Acoustic channel equalization results for the ASIMOV high-speed coherent data link[C]. Oceans2000 Conference and Exhibition ,Vol.2,pp.1437-1442.
- [32] J.Labat,J.Trubuil,and M.Nicot. Blind decision feedback equalization application to underwater communication systems [C].Oceans'98 Conference Proceedings, 1998, Vol.2, pp. 805-809.
- [33] J.Labat,O.Macchi and C.Laot. Adaptive decision feedback equalization: can you skip the training period? [J].IEEE Transactions on Communications, July 1998, Vol.46, pp. 921-930.
- [34] J.Gomes and V.Barroso. Blind decision-feedback equalization of underwater acoustic channels[C].Oceans'98 Conference Proceedings,1998,Vol.2,pp.810-191.
- [35] 郑鑫. 混沌调制技术在水声隐蔽通信系统中的研究[D]. 西安: 西北工业大学, 2006.
- [36] 生雪莉. 矢量反转镜时空滤波技术及其在水声中的应用[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2005.
- [37] M. Fink, Time reversal of ultrasonic fields, Part I . Basic Principles, IEEE Trans. Ultrason, Ferroelectr. Freq. Control, 1992(39):555-566P.
- [38] R.A. Fisher(Ed), Optical Phase Conjugation , Academic Press, N, Y, 1983.
- [39] 赵永安,孙洪波. 相位共轭法解决光纤传输中的信号失真[J]. 光电子技术与信息, 2003,16(6):41-43.
- [40] 步扬, 王向朝, 钱锋等. 利用相位共轭技术补偿光纤传输信号的失真[J].光电子. 激光. 2002.13(5):538-541.
- [41] Nikoonahad,T.L.Pnsateri,Real Time Ultrasonic Phase Conjugation, IEEE,1989 Ultrasonic Symp.Proc:677-679P.
- [42] M. Fink, C. Prada, F. Wu, D. Cassereau. Self focusing in inhomogeneous media with“time reversal”acoustic mirrors[C]. Proc.IEEE Ultrason, Symp, 1989, Vol2:681-686P.
- [43] M. Fink, D. Cassereau, A. Derode, C. Prada.Time-reversed acoustics[J].Rep.Prog, Phys, 2000(63):1993-1995P.
- [44] M. Fink, C. Prada, Acoustic time-reversal mirrors[J].Inverse Probl, 2001 (17):1-38P
- [45] Mathias Fink. Time-reversal of ultrasonic fields-Part I :basic principles[J]. IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., 1992;39(5):555-556.
- [46] Francois Wu, Jean-Louis Thomas ,Mathias Fink.Time-reversal of ultrasonic fields-Part II :experimental results[J]. IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., 1992; 39(5): 567-578.
- [47] Didier Cassereau, Mathias Fink. Time-reversal of ultrasonic fields -Part III:theory of the closed time-reversal cavity[J]. IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., 1992; 39(5): 579-591.
- [48] Didier Cassereau, Mathias Fink. Focusing with plane time-reversal mirrors: An efficient alternative to closed cavities. J.Acoust. Soc Am., 1993, 94(4): 2373-2386.





- [49] Najet Chakroun, Mathias Fink, Francois Wu. Time-reversal processing in ultrasonic nondestructive testing[J]. IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Contr., 1995; 42(6): 1087-1098.
- [50] D.R. Jackson, D.R. Dowling. Time reversal of ultrasonic fields. Part II. Experimental Results[J]. IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control, 1992(39):567-578P.
- [51] O. S. Burdo, M. M. Dargeiko, Wave-field control in an acoustically inhomogeneous medium[J]. Cybernet. Comput. Technol, 1984, No.1:171-176P.
- [52] David R. Dowling, Darrell R. Jackson. Narrow-band performance of phase-conjugate arrays in dynamic random media[J]. J. Acoust. Soc. Am. June 1992:3257-3277P.
- [53] David R. Dowling. phase-conjugate array focusing in a moving medium[J]. J. Acoust. Soc. Am. Vol. 94, No. 3, Pt. 1, Sept. 1993:1716-1718P.
- [54] David R. Dowling. Acoustic pulse compression using passive phase-conjugate processing[J]. J. Acoust. Soc. Am. 95(3), March 1994:1450-1458P.
- [55] D.R. Jackson, D.R. Dowling. Phase conjugation in underwater acoustics[J]. J. Acoust. Soc. Am. 1991(89):171-181P.
- [56] Daniel Rouseff, Jackson D.R., Fox. W.L.J., Dowling D.R. Underwater acoustic communication by passive-phase conjugation: theory and experimental results[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2001; 26(4):821-831.
- [57] Sunny R. Khosla, David R. Dowling. Time-reversing array retrofocusing in simple dynamic underwater environments[J]. J. Acoust. Soc. Am. 1998(104):3339-3350P.
- [58] Kuperman W.A, Hodgkiss W.S, Hee Chun Song. Phase conjugation in the ocean: Experimental demonstration of an acoustic time-reversal mirror[J]. J. Acoust. Soc. Am., 1998; 103(1):25-40.
- [59] Hee Chun Song, Kuperman W.A, Hodgkiss W.S. A time-reversal mirror with variable range focusing[J]. J. Acoust. Soc. Am., 1998; 103(6):3234-3240.
- [60] Kuperman W.A, Hodgkiss W.S, Hee Chun Song, et al. Phase conjugation in the ocean: Experimental demonstration of an acoustic time-reversal mirror[J]. J. Acoust. Soc. Am., 1998; 103(1):25-40.
- [61] Hodgkiss W.S, Hee Chun Song, Kuperman W.A et al. A long-range and variable focus phase conjugation experiment in shallow water[J]. J. Acoust. Soc. Am., 1998; 105(3):1597-1604.
- [62] Philippe Roux, Mathias Fink. Time reversal in a waveguide: Study of the temporal and spatial focusing[J]. J. Acoust. Soc. Am., 2000; 107(5):2418-2429.
- [63] 张碧星, 陆铭慧, 汪承灏. 用时间反转法在水下波导介质中实现自适应聚焦的研究[J]. 声学学报, 2002, 27(6):541-548.
- [64] Edelmann G.F, Akal T, Hodgkiss W.S, Kim S, Kuperman W.A, Song H.C. Quantitative bit error analysis of time-reversal communication sequences[J]. J. Acoust. Soc. Am., 2001; 109(5) Pt. 2: 2476.
- [65] Kim S, Kuperman W.A, Hodgkiss W.S, et al. Echo-to-reverberation Enhancement Using a Time Reversal Mirror [J]. Journal of Acoustical Society of American, 2004, 115(4):1525-1531.
- [66] Candy J.V., Meyer A.W., Poggio A.J., et al. Time-reversal Processing for an Acoustic Communications Experiment in a Highly Reverberant Environment [J]. Journal of Acoustical Society of American, 2004, 115(4):1621-1631.
- [67] Dasgupta N. and Carin L. Time-reversal Imaging and Classification for Distant Targets in a Shallow Water Channel[J]. IEEE



ICASSP 2004,2:65-68.

- [68] 陆铭慧, 张碧星, 汪承灏. 时间反转法在水下通信中的应用  
声学学报, 2005, 30(4):349-354.
- [69] 殷敬伟, 惠娟, 惠俊英等. 无源时间反转镜 (PTRM) 在水  
声通信中的应用, 声学学报, 2007, 32(4):362-368.
- [70] H.C. Song, W.A. Kuperman, W.S. Hodgkiss, T. Akal, C. Ferla,  
D.R. Jackson. Iterative time reversal in the ocean[J]. J. Acoust .  
Soc. Am. 1999(105):3176-3184P.
- [71] 张建兰, 陈庚, 郭圣明等. 被动相位共轭处理在水声通信中  
的应用. 年全国水声学学术会议论文集[C]. 黄山: 2004:  
272-274.





## 第6章 水声通信系统

当今世界已经进入了飞速发展的信息时代,通信是这一进程中发展最迅速、进步最快的行业。通信的应用可以分为海、陆、空三大部分,现在,陆地和空中包括的两个最积极、最活跃和发展最快的分支——Internet 和移动通信网已日臻完善,而海中通信的发展却刚刚崭露头角。随着人类对海洋的探索,以及开发和利用程度的不断加深,无论是军用还是民用领域,都对海洋环境下的信息交流有着巨大的需求。水声通信的军用和商用价值,极大地推动了水声通信系统的迅速发展。20 世纪 90 年代至今,带宽利用率较高的相位相干系统日趋成熟,使得通信速率有了较大提高。先进的通信理论和有效的优化算法补偿了信道畸变所带来的通信质量下降。水声通信理论的研究范围,也从简单的垂直信道进入到更加复杂的水平信道。目前,已有研究者开始在更为复杂的浅海信道上,试图建立水声通信网络。

海洋环境下的通信有其独特的地方,在海洋环境下虽然可以利用电缆或者光纤进行水下通信,然而除了大型的固定平台和主干网络外,采用电缆和光纤的方法对活动是极大的约束,而且对一些移动体(如海军的潜艇等)采用这种方式进行通信是不可能的,因此通常采用的是无线通信方式。电磁波在海水中的传播衰减很大,要想在海水中传播较大的距离,就必须采用极低的频率,为了实现电磁波的发射,需要很长的天线和很高的传输能量,这样的要求通常是不可能实现的,因此电磁波无法用在中等以上距离的信息传递;而在海洋环境下,光波则受散射影响过大,能克服散射影响的窄激光传输目前还在研究当中。声波是人类迄今为止已知的唯一能在水中远距离传播的能量形式,所以水下无线通

信主要通过声波来传送信息。水声通信是利用声波的机械振动以波的形式在水中传播的原理实现的,是实现水下无线通信的主要方式。水声通信的研究目的正是为了实现水下信息高速、高可靠性的传输。

### 6.1 水声通信技术的发展简史

谈到水声通信的起源就不能回避声呐的历史,因为水声通信的耳目喉舌就是声呐,在声呐的发展过程中,逐渐发展起水声通信这一个重要分支。

有历史记载的最早的声呐使用记录是 1490 年的列昂纳多·芬奇:使船停航,将长管的一端插入水中,另一端放在耳朵旁,则能听到远处的航船。尽管这种被动声呐的雏形十分简陋,但一直到第一次世界大战期间,还一直被广泛采用。随后,到十九世纪,“换能”现象被广泛关注,磁致伸缩和压电效应等换能现象的发现是水声的一个重要进展,并被成功应用来制作声呐。随后,海中变化多端的声传播机理被逐渐认识到,为人们更好地开展水下声通信的研究工作除掉了一块绊脚石。

水声通信的历史可以追溯到 1914 年,这一年水声电报系统研制成功,并且被英国海军部队安装在巡洋舰上,这可以看作是水下无线通信的雏形。从那时起,一些水下信息传输以及通信设备相继研制成功并在军事领域得到广泛的应用。然而真正有可靠性保证的水声模拟通信系统是在二战之后出现的,如美国海军水声实验室于 1945 年研制的水下电话,该系统使用单边带调制技术,载波频率 8.33 kHz,主要用于潜艇之间的通信。此后,相继出现了很多使用模拟单边带或幅度调制的水声通信系统,但是这些系统的功率利用率不高,为了在几公里的距离上进行通信,通常要用上百瓦的发射功率。我国的 660 通信声呐就采用了单边带调制技术进行语音通信。



目前,水声信道建模技术也越来越多。因为水声通信中衰耗因素很多,声传播损失不仅与频率有关,而且还受海水的成分影响,造成中远程水声信道带宽极其有限;声波的界面反射和随机散射引起了声波接收信号的多途效应,所以分析水声信道的传播特性对水声通信的研究有重大意义,目前通常采用建模仿真的方法来辅助水声课题开发。现代数据传输系统的设计将海洋声场和通信工程的研究结合起来,这种研究的目的是将许多已成熟的无线电波通信原理重新运用于水声信道的情况中。在这一领域的研究工作中,已经有许多重要的进展。在时间扩展严重的多径信道中,常采用非相干方式,一般应用的有 FSK 和 MFSK 方式。近年来,扩频技术被用来解决和对抗多径现象,该技术对于抑制海面反射的干扰有显著的效果。另外,随着信号处理技术的发展,相干通信方式也得到了应用,如相移键控技术,利用 MPSK 方式结合均衡与同步参数估计联合处理的方式,实现远程的中等速率的数据传输。此外,时延差编码技术也应用到了水声通信当中来。

在水声通信方面目前已经取得阶段性成果有:Space&Naval Warfare 系统中心采用 MFSK 调制的水声通信系统;LockHillMartin 公司正在研究跳频、频谱扩张和自适应信道均衡技术;Florida 大学研究的水下图像压缩技术的压缩比已经可以达到 400:1;Woods Hole 研究所研究的声学 Modem,可以采用 MFSK (10~1000bps) 及 PSK (2500~10 000 bps) 两种调制方式,其中载频为 30 kHz。

水声通信最初主要是应用于军事领域,主要是应用在海军的潜艇和舰船的通信方面。2000 年美国海军采用 Benthos 公司开发的一款能自水中连接 Internet 的新型调制解调器“ATM850”完成了一系列实验,在实验中,海军潜艇在一百多米深的水下航行时,成功通过 Internet 向岸上的设施机构发送了数个 Email 信息,这是历史上第一次从水下航行的潜艇成功地与岸上进行通信,同时又不需要伸出天线或浮到水面上。

随着人类对海洋资源利用程度的提高和海洋活动的增加,水声

通信不仅在军事领域得到广泛应用,而且也发展到一些商业应用领域。在军事领域的应用,如对潜通信,对水下航行器实施监测和导航,以及对鱼雷的远程声遥控等;在民用领域的应用,如渔业资源的开发和利用、海上石油天然气钻井平台和船只的应急维护、水下资源勘探、海底地理探测、海上科学考察、海洋环境气候监测行等活动,此外现在的水声通信系统运用于各种各样的场合,它们可以在一系列海洋作业里替代潜水员,另外在深海中它们是唯一完成任务的方式。从几千米深的海底进行高质量的视频传输现在已经实现,声遥感的水下网络也正在研制当中。如果能够研制出更高效的水声通信系统,它们的应用范围将会进一步扩大。同时,不仅传统的点对点的声通信方式得到研究和应用,近年来随着世界各国海洋开发步伐的加快,发达国家也在进行对水下声通信网的研究,例如一般所说的与潜艇和水面航船的“实时通信”中,不仅有点到点的通信连接,还包含网络结构,一些陆上无线领域的组网技术在声通信网中的利用也得到研究。水下声通信网的研究具有重大意义,有利于形成真正覆盖全球的立体信息网。

## 6.2 国内外水声通信的发展现状

### 6.2.1 国内水声通信的现状

在军用上,目前国内海军现役水声通信系统是采用模拟单边带调幅的语音通信机,如 660 通信声呐,其技术实现是:通信信息,模拟语音、报文(摩尔斯码 Morse Code 或加密报文)等的传输采用抑制载波的单边带 SSB (Single Sideband) 调幅技术。发信机把用户终端送出来的话音(300~3400 Hz)或电报信号(800 Hz 单音)对一个 8.078 kHz 的载波调制后,抑制载波取出上边带,经功率驱动后从水声换能器送出声波。由于海洋水声环境复杂多变,多途径情况严重,因此通信质量难以保证,多数情况下语音模糊



不清。在民用上,除了少数科学考察船只装备了这种系统外,很少见到有其他方面的应用。

水声通信技术,尤其是在军用方面是国外发达国家对我国实行禁止出口的技术领域之一,因此研制具有自主知识产权的水声通信技术意义深远。近年来,国内相关院校在水声通信方面取得丰硕成果,成功研制了具有自主知识产权的鲁棒性(Robustness)好、可懂度和清晰度(Clearness)高的数字式水声语音通信机、水下图像水声传输实用样机、水下 E-mail 传输系统。哈尔滨工程大学声学研究所采用时延差编码技术来克服水声信道的多径干扰,这种方式本质上仍属于非相干方式,但是它的思路却不同以往。它主要是利用了线性调频信号良好的线性压缩特性,有效克服了码间干扰和码内干扰。同时,它较好地解决了同步问题,测试的结果显示,在带宽为 2 kHz 的时候,信息速率可达 300 bps,误码率在 0.0001 以下。厦门大学利用 MFSK 方式进行了水下语音、图像传输的研究,系统带宽为 5 kHz,工作频率为 6~11 kHz 或 12~17 kHz (由距离决定)。除此之外,国内还有其他高校、科研院所、企业等从事相关的研究,也都取得了一定的成绩。总体上来说,我国在水下声通信领域起步较晚,发展相对落后,加快发展我国的水声通信技术是一个很紧迫的任务。

### 6.2.2 国外水声通信的现状

目前,虽然国外海军现役的水声通信设备很多也是采用单边带调幅的语音通信机,比如:美国海军采用的是 Harris Acoustic Products Corporation 提供的 AN/WQC-2A 单边带语音通信机。该单边带调幅语音通信机根据不同的通信距离有两个不同的工作频段(1.45~3.10 kHz 或 8.3~11.1 kHz)可供选择,但是美国近年来水声通信的发展非常迅速,大多数水声通信系统开始转向使用数字通信方式,其基本构建形式是采用水声调制解调器(Modem)

的公司有 Benthos.LinkQuest Inc.等。

2000 年 5 月底,美国海军采用 Benthos 公司的 ATM885 型水声 Modem,从加利福尼亚州(California)南部太平洋(Pacific Ocean)海面下 130 m 的海豚号潜艇(UUS Dolphin)经附近的无线卫星中继浮标(Satekkute-linked Relayayer Buoy)中转,成功地通过 Internet 发送 E-mail 到圣地亚哥(San Diego)的美国海军总部。这标志着其水声通信已经开始逐步进入了一个实用化的阶段。美国海军海洋网络创始(US Navy's Seaweb initiative)的主要负责人(principal investigator) Joe Rice 当时指出,要把美国海军水下兵器中的水声通信设备全部更换为采用水声 Modem 尚需 5 年的时间。

英国、法国、日本等国家在水声通信方面研究也有不错的成果,表 6-1 进行了比较详细的总结,这里不再赘述。

表6-1 各国水声通信产品比较

研制公司	应用领域	适用信道	调制方式	码间 干扰补偿	载频	传输速率 (Kbps)
日本OKI 电气公司	水下机器人 通信遥控	60 m 浅水信道	16-QAM	线性均衡 (LMS法)	1 MHz	500
日本海洋 科学技术中心	图像传输	垂直信道 6500 m	4-DPSK	线性均衡 (LMS算法)	20 kHz	16
ENST (英) IFREMR	数字 语音传输	测试水池	4-DPSK	判决反馈均衡 (LMS算法)	无	6
Micrilor公司	水声遥测	1000 m 浅海信道	2-DPSK	直接序列扩频	300 kHz 100 kHz	0.6
Woods Hole 海洋研究所	水声遥测	冰层下 浅水信道	QPSK	判决反馈均衡 (RLS算法)	15 kHz	5
Woods Hole 海洋研究所 Katasonics 公司	水声遥测	水平和 垂直信道	16*4-FSK	无	15 kHz	1.2

点对点远距离水声数字通信,由于它便于实施和战术机动性高,美国仍然把它列为 21 世纪重大的研究课题。

此外,国外很多国家已开始利用水声 Modem 初步组建水下通信网络。比如:美国海军 Space and Naval Warfare Systems Center,



San Diego 与 Benthos, DelphiCommunicationssystem Inc.组建的 Seaweb (海洋万维网) 分别于 2000 年在麻省 (Massachusetts) 的 Buzzards Bay; 2001 年在 San Diego; 2002 年在 Hawii 进行了实验。该计划组建的水声网络主要服务于军事, 目前也部分服务于民用, 如 FRONT (Front-Resolving Observational Network with Telemetry) 计划。欧盟 (主要是英国、法国、荷兰、意大利等) 实施海洋网络组建相关的计划名称有: ROBLINK (Long Range Shallow Water Robust Acoustic Communication Links)、LOTUS (Long Range Telemetry in Ultra-Shallow Channels)、SWAN (Shallow Water Acoustic Network), ACME (Acoustic Communication Network for the Monitoring of the Underwater Environment) 等。

综上所述, 国外近年来水声通信在军用和民用上发展非常迅速。

## 6.3 水声通信系统基本组成

### 6.3.1 模拟水声通信系统

水声模拟通信系统如图 6-1 所示。模拟通信的工作原理如下: 首先, 发送端的连续消息要变换成原始电信号、接收端收到的信号要反变换成原连续消息; 这里所说的原始电信号, 由于它通常具有频率很低的频谱分量, 一般不适合直接传输, 因此, 模拟通信系统里常需要将原始电信号变换成其频带适合信道传输的信号, 并在接收端进行反变换。这种变换和反变换通常称为调制或解调, 经过调制后的信号称为已调信号, 它应有两个基本特征: 一是携带消息, 二是适应在信道中传输。通常, 我们将发送端调制前和接收端解调后的信号称为基带信号。因此, 原始电信号又称为基带信号, 而已调信号则常称为频带信号。

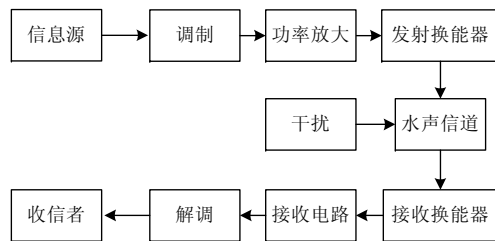


图 6-1 水声模拟通信系统基本组成图

水声通信中广泛使用到了水声换能器, 水声换能器在声通信中的地位类似于无线电设备中的天线, 是在海水中发射和接收声波的声学系统, 能实现电信号与声波之间的转换。换能器作为电声转换的装置要求大功率输出, 需要进行阻抗匹配设计; 声波信号的输出要求换能器具有一定的工作带宽和满足信号频率特性要求, 一般换能器的工作带宽较窄, 需要对其频率特性进行补偿扩展工作带宽。

通过调制将待发送信息变换成信号波形, 调制到水声换能器的工作频带, 经过功率放大器和阻抗匹配电路后推动水声换能器, 水声换能器把电能转化为声波发射出去。

接收换能器一般也叫水听器, 它将接收到的声波转换成电信号, 信号起伏较大, 经过预处理电路调整接收信号, 对接收信号进行解调识别信息。

### 6.3.2 数字水声通信系统

早期直至目前军用的水声通信系统大多采用单边带调制模拟通信的方式, 在实际应用场合中通信质量难以保证——收听到语音信号不清楚, 这很大程度上妨碍了有效通信的目的。由于海洋环境水声信道是一个极端复杂的信道, 为了克服模拟通信存在的问题, 20 世纪 90 年代以来, 人们不懈地研究水声数字通信技术。因为采用数字通信的方式有如下优点: ①系统本身的抗干扰能力



强,因为数字信号的多级传输不会造成误差积累;②有利于进行各种数字信号处理以提高抗衰落和抗干扰能力;③差错可控,即通过改变信道编码方式可调节系统差错性能;④采用加密技术可以增强系统保密性能;⑤容易与现代技术结合,计算机技术、数字存储技术、数字交换技术等快速发展,支持各种数据的交互与共享,采用数字通信方式有利于各种系统的互通互联、信息中继、多路复用等;⑥易于实现集成化,数字系统更有利于应用微电子技术的成果实现系统集成化。

### 1. 水声数字通信系统的结构组成

由于水声数字通信系统是数字通信系统在水声信道的一个特殊应用,因此其基本系统组成与一般的数字通信系统大体相同。

图 6-2 给出了水声数字通信系统基本组成的方框图。

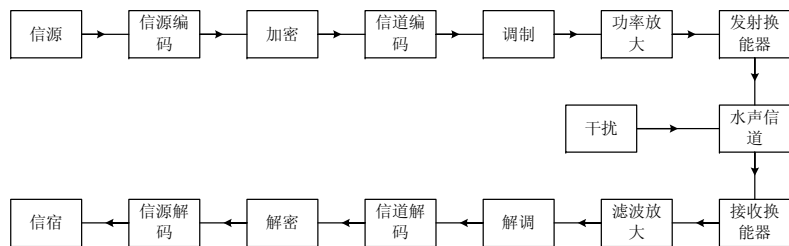


图 6-2 水声数字通信系统基本组成方框图

#### 1) 发送端基本模块及其功能

信息源 (Information Source) 表示待传输的信息,它可以源自机器产生的数字信息 (比如计算机内部存储的一幅图片) 或人、自然界产生的模拟信息 (比如人说话的语音)。如果信息源产生的是模拟信号,必须通过一定的数字化手段把它变成数字信号,然后送给信源编码器。

信源编码器 (Source Encoder) 的主要作用是用来降低信源信息的冗余度 (Redundancy),这有助于提高系统信息传输的速率或

降低信道带宽占用。由于水声信道是一个带宽很窄的信道,因此设计一个行之有效的信源编码方案显得格外重要。

根据应用的需要可以选择是否对数据进行加密。加密技术 (Encryption) 的采用可以确保信息传输的安全。

信道编码 (Error control Encoding) 是用以克服信道传输特性不理想及噪声对信息传输的影响而采用的差错控制技术。对于具有时空频变特性的水声信道而言,信道编码性能的好坏对于整个系统的误码率有着决定性的作用,尤其是对于采用有失真、高压缩比的信源编码形式,如何权衡信源编码和信道编码之间的性能分配也是一个很值得研究的课题。

调制 (Modulation) 的功能是将编码后待传输的信息与传输媒介匹配起来,就是将编码信息变换为便于信道传输的信号形式。

为了保证在接收机输入端有一定的信噪比,在发射端必须使用功率放大器 (Power Amplifier) 对待发射的信号进行功率放大并通过能量耦合部件 (水声系统中采用的是水声换能器 Transducer) 把能量最大限度地耦合到信道中。

#### 2) 信道基本特性

水声数字通信系统之所以有别于其他数字通信系统,关键在于通信信道 (Channel) 的不同。因此整个水声数字通信系统所采取的技术路线主要是围绕如何克服信道特性对信息传输的影响而确定的。水声信道是一个时间——空间——频率变参信道,该信道基本特征是:带宽窄、噪声高、多途径干扰严重等。

#### 3) 接收端基本模块及其功能

接收作为发送的逆过程,各主要模块分别与发送端相关的模块对应。

前置放大器 (Pre-Amplifier) 用以放大水声换能器接收到的微弱信号,同时尽量抑制带外噪声,以便后续进一步的信号处理。

解调 (Demodulation) 就是把被调制的信息恢复出来,得到所要的同步或数据信息。其中同步信号作为系统工作的“指挥棒”,



它的正确解调对一个系统的可靠性有着至关重要的作用。

最后经过对信道解码 (Error control Decoding)、解密 (Decryption)、信源解码 (Source Decoding) 在收信端 (Information Sink) 处可得到与信源编码前一样的数据。这样就完成了一个数据通信的过程。

### 6.3.3 数字水声通信系统设计

#### 1. 通过水声信道进行视频图像传输

本节介绍一种高带宽有效性调制方法: 系统使用可变速率调制, 在软件中使用范围从 8 到 64-QAM, 在 10 m 垂直信道上, 在 60~90 kHz 的带宽上用换能器进行了测试。测试传输一个视频剪辑, 视频被分成一系列静止图像, 采用离散余弦变换和有效霍夫曼熵编码。接收端处理包括相位相干检测、均衡, 同时使用线性均衡和判决反馈自适应均衡。初步研究目标已经实现 (很短的连接, 带宽有效性达 6 bit/s/Hz)

##### 1) 系统描述

在给定的声信道下, 系统建立在以达到高带宽有效性为目标的可变层次的 PSK 和 QAM 调制基础上。系统方框图如图 6-3 所示。

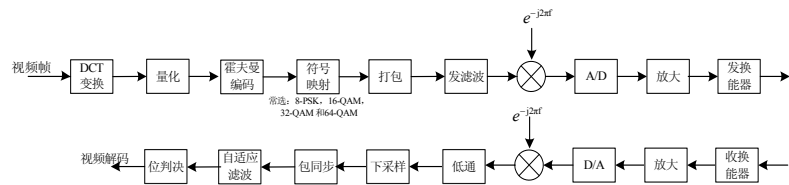


图 6-3 系统方框图

视频帧是系统的输入, 首先用选定的方法对其进行压缩。现今视频序列中的图像是采用单独压缩的, 先对一帧的  $8 \times 8$  的像素子块应用 DCT 变换, 再进行系数的标量量化和有限长的霍夫曼编

码。量化器和霍夫曼表在参考文献[12]中。输出的比特流被映射成期望的信号星座符号。到目前为止, 8-PSK, 16-QAM, 32-QAM 和 64-QAM 这几种具有直角星座形状的调制方式已经被使用。经过附加训练数据和打包后, 再经过一个滚降因数为 0.25、截断长度  $\pm 4$  符号间隔的平方根升余弦脉冲发送滤波器。然后信号被加载到载波上送到发射器的输出级。

接收端, 接收信号经过放大和 A/D 转换后被频移到基带, 经过低通滤波下采样到 2 采样点每符号。通过与一个 28 位巴克序列的匹配滤波实现包的同步。再经过使用带有相位跟踪的 1/2 周期小间隔均衡器的自适应滤波器。同时考虑线性均衡和判决反馈均衡, 分别工作在 LMS 和 RLS 算法下。检测到的数据符号最终被转化成位信息并传送给视频解码器。

##### 2) 实验结果

2002 年 9 月在马萨诸赛的 Woods Hole 进行了上述实验。

(1) 实验设备: 图 6-4 是实验用的两个远距离换能器。具有 6 度圆锥的波束模式, 在载波频率 75 kHz 时能提供大约  $\pm 15$  kHz 的可用带宽。图 6-5 是两个换能器被固定在一根长 10 m 的固定杆上, 杆垂直入水, 接收换能器在水下两米, 发射换能器在杆的末端。

上面第三部分所描述的信号处理过程都是运行在两台笔记本电脑的 Matlab 上, 一台用于发, 一台用于收。每台电脑都装有一个 NI 公司的 DAQ 卡 (6062E), 用来进行实验中的信号模/数之间的转换。通频带采样率 250 kHz。

(2) 实验所用信号: 输入数据视频有 129 帧, 播放速度为 15 帧/秒, 每帧  $144 \times 176$  像素, 分辨率为 8 位/像素, 如图 6-6 所示。它是具有代表性的一帧。不压缩的话, 这个视频需要的传输速率超过 3 Mbps。

使用第三部分中介绍的简单压缩算法, 根据期望的图像质量, 可以得到不同的压缩比率。图 6-7 是在平均压缩比率为 40 (也就是 0.2 位/像素) 时得到的。在这种压缩比率下, 维持帧速率在  $f$



帧/秒需要的数据速率可粗略计算： $R=f*5$  Kbps。因此，如果帧速率为 15，需要比特率为 75 Kbps。



图 6-4 两个远距离换能器



图 6-5 两个换能器被固定在一根长 10 米的固定杆上

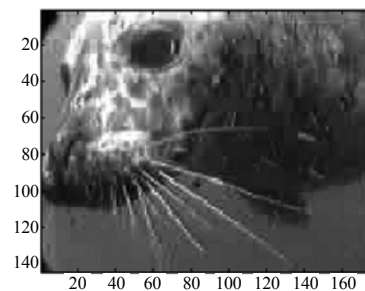


图 6-6 原始视频序列图像每帧  $144 \times 176$  像素，分辨率为 8 位/像素

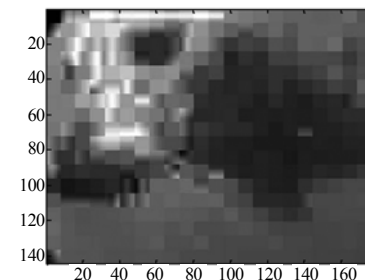


图 6-7 压缩图像 平均压缩比率为 40（也就是 0.2 位/像素）

数据传输是以包为单位固定周期传输的。每个包含 3 958 个数据符号，另加一个训练数据块，其最小长度取决于接收端采用的自适应滤波算法。训练序列的生成类似伪随机二进制序列，和数据块一样被映射成相同的信号星座。每个数据块前有同步探测器和保护时间，保护时间的持续时间不能比预期的多径传播时间长。实验中用的设计参数是：选用 500 个训练字符和 50 ms 的保护间隔，来得到更多的安全间隔。对于考虑的所有调制方法，传输率均采用 25 000 符号/秒。对于所有的数据包，峰值传输功率是相等的。注意：对于高阶调制方式，相应得到的平均符号能量以及检测信噪比会比较低。

### 3) 结论

选择短距离垂直信道进行的初步测试证明具有很小的失真，允



许使用所有的调制方式取得极好的信号检测。图 6-8 所示为基于 LMS 算法的使用 11 抽头自适应滤波器进行线性均衡的结果。左边和右边分别是均衡前后的星座图。虽然调制等级在 16 以下的数据包检测在线性自适应均衡下是无错的,但是对 32 和 64-QAM 的信号却遇到困难,低信噪比下的相位抖动灵敏性和残余码间干扰限制了其性能。这时,基于 RLS 算法的具有综合相位跟踪功能的具有同样数量抽头的判决反馈均衡器(6 个前向反馈、5 个后向反馈)能在所有实验中实现无错,图 6-9 是这种情况的接收性能:图中显示了实时接收信号、估计信道响应、均衡前后的星座图。

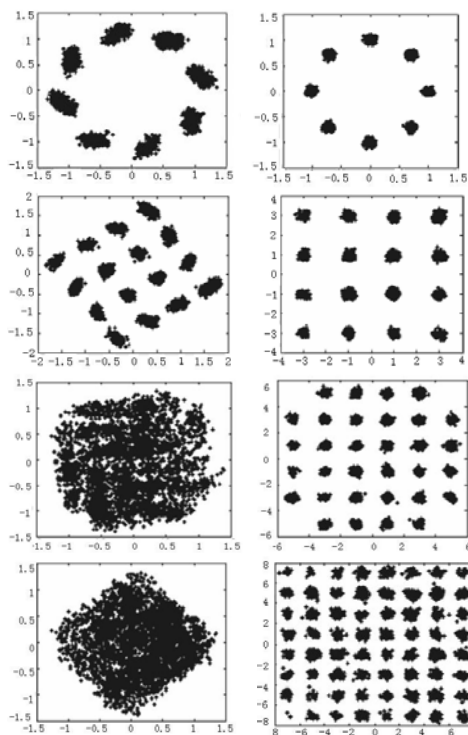


图 6-8 8-PSK, 16-QAM, 32-QAM 和 64-QAM 星座图  
使用 11 抽头线性 LMS 滤波器前后对比

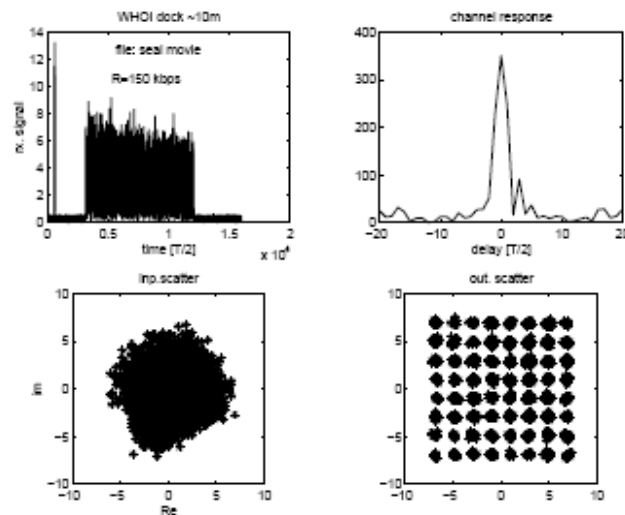


图 6-9 使用 RLS DFE (6, 5) 综合相位跟踪的 64-QAM 数据处理结果

上述信号处理结果显示了所有调制方式的良好性能。在 8-PSK, 16-QAM, 32-QAM 和 64-QAM 几种方式下比特率分别达到 75 Kbps, 100 Kbps, 125 Kbps 和 150 Kbps。这些速率能满足 15 帧/秒(每帧  $144 \times 176$ )图像序列的实时传输,即使使用静态图像压缩。由于没有检测到比特差错,接收到的视频质量同经过压缩的是相同的。

## 2. 基于相位相干方式的数字水声通信系统

相位相干水下 QPSK 高速通信系统的发射端原理如图 6-10 所示,其流程如下:

发送的信息比特首先进行串并变换,与训练序列一起进行 QPSK 调制,再经过功率放大和换能器发射出去,系统的信息速率为 2.5 Kbps 或 5 Kbps。这里训练序列是用来初始训练自适应均衡器的抽头系数的。

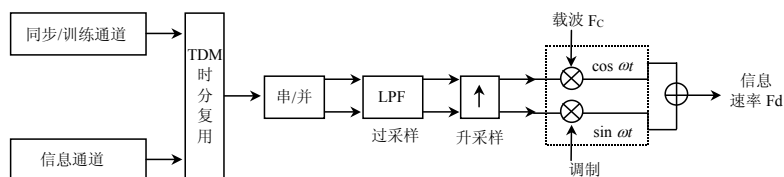


图 6-10 QPSK 调制水下通信发射端原理框图

如前所述，由于水下信道的复杂多变性，对接收机信号处理的鲁棒性提出了很高的要求。接收机必须起码要完成以下两项任务：首先，接收机必须要能恢复 Doppler 频移带来的载波和定时漂移，这里可以采用多个 Doppler 通道进行搜索，然后，对频率和定时粗补偿，使频差在一个较小的范围内。然后，接收机必须要能对抗多径产生的码间干扰 ISI，水声信道中常见的 ISI 通常都能达到几十甚至上百个符号周期（Symbol Duration），此处采用内置锁相环、分数阶采样、训练模式和判决反馈模式切换的均衡器。

接收端对接收信号进行如下处理：

(1) 确认信号是属于训练序列，还是属于信息序列。若信号是训练序列，把信号通过并行的多个 Doppler 通道，进行 Doppler 补偿，并进行匹配相关后，把 I 支路与 Q 支路平方相加，以去掉非相干解调产生的相位，选取最大值，记录通道号。此时也就定量地初步确定了信道带来的 Doppler 频移。

(2) 按照 Doppler 通道搜索出的频移，对接收信号做 Doppler 补偿，用四阶的 Lagrange 插值实现。然后，用本地产生的正交载波对 I/Q 支路混频，而后经过低通滤波器去掉高频成分。

(3) 把训练序列和信号顺次通过内置二阶 DPLL 的时域均衡器。均衡器可以消除大部分的 ISI，可以补偿本地载波与经过 Doppler 补偿后的载波的相差，还可以补偿信道带来的慢变衰落。如果均衡器采用很好的自适应算法，可以快速收敛，还可以对某些抗信道带来比较快的衰落。内置的二阶 DPLL，可以稳定地跟踪

很大范围内的频率漂移。采用训练模式和判决反馈（DF）模式切换，在训练周期内，采用训练模式，此时可以纠正某些深衰落给均衡器权重带来错误的收敛值；在信息周期内，采用判决反馈模式，此时仍然可以跟踪信道的缓慢变化，效果很好。具体的均衡器采用自适应算法，可以是计算复杂度比较低但收敛慢的 LMS 算法，也可以是计算复杂度比较高但收敛快的 RLS 算法，或者是一些改进综合考虑计算复杂度和收敛速度的其他算法。

图 6-11 给出了三种水下高速通信的处理算法，其中第一种为近十年来常用的空间分集处理算法；第二种为采用波束成形技术的处理算法，第三种为角度分集处理算法。

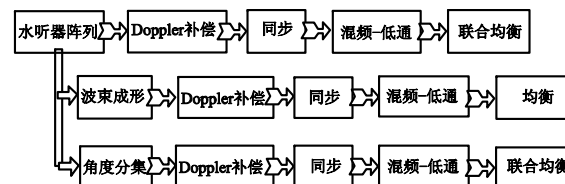


图 6-11 三种水下高速通信处理算法

QPSK 通信系统硬件结构如图 6-12 和图 6-13 所示。

硬件系统包括发射、接收系统的干端和湿端设备。

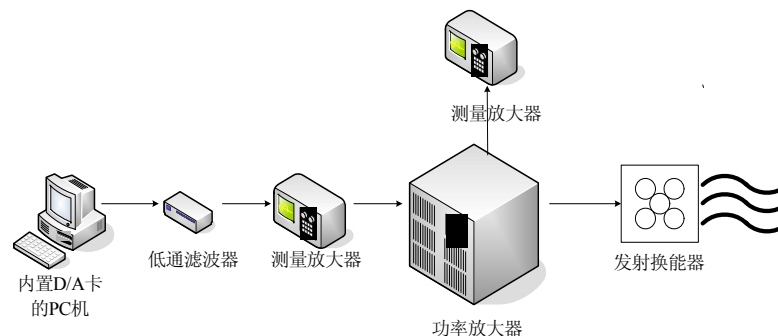


图 6-12 发射端设备框图

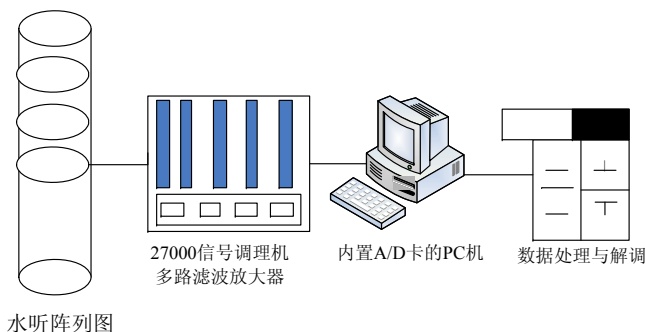


图 6-13 接收端设备图

从试验结果来看，所设计的水下高速通信系统能够实现水下的高速信息传输，但是硬件的性能对水下高速通信系统的性能有一定的影响，如发射机和接收机的 D/A，A/D 数据采集卡的采样时钟的稳定性和准确性对系统的同步有影响，系统中选用美国 NI 公司的数据采集卡的稳定度和准确性是不错的，比中国台湾地区研华公司的产品性能要好；功放的频率特性对通信性能也有影响，主要是当信号带宽较大时，功放的峰值功率提高不上去，所以当距离远时，接收端的信号能量偏小；其他情况还有，发射换能器在通信系统工作带宽内的频响曲线不平坦、功放与发射换能器的宽带信号匹配有失真等，会降低一定程度的系统性能。

### 3. 基于OFDM的水下语音通信系统的实现

水下语音通信的历史最早可以追溯到 1905 年，到目前为止主要应用于潜水员间的通话。近年来，随着海洋开发活动的日益增加，人们对水下语音通信尤其是数字语音通信的研究投入了更大的兴趣。

前面章节分析了 OFDM 的基本原理以及其在水下通信系统的研究，在此基础上，介绍一套基于 OFDM 的实时水下语音通信系统的设计与硬件实现。

#### 1) 系统的设计

本系统的设计目标是实现在 4 km 距离内进行实时语音通信。

整个系统的框图如图 6-14 所示。

发射端的主要功能是：用麦克风将输入的原始语音信息转变为电信号，经过 8 Kbps 速率 A/D 采样后，首先由语音压缩编码器对其进行压缩编码，再对压缩后形成的 6.3 Kbps 数据流进行调制以及工 FFT 变换，产生的以 10 kHz 为中心频率，带宽为 4 kHz 的 OFDM 信号经 D/A 转换、放大后由发射机发射到信道中。

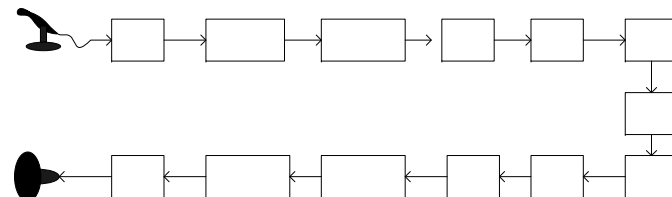


图 6-14 水下语音通信系统框图

接收端对信号的处理过程是与发射端一一对应的相反过程。主要包括：对接收信号的预处理（放大、滤波、增益控制、A/D 采样），FFT 变换以及信号的解调，解码和语音压缩解码，最后重建原始语音信号并传送至扬声器输出。

#### 2) 系统的组成

整个系统分为发射和接收两个子系统，每个子系统都主要由三部分组成，分别是语音信号处理模块、通信编解码模块和逻辑控制模块。基于上述功能，发射子系统和接收子系统的详细框图如图 6-15 和图 6-16 所示。

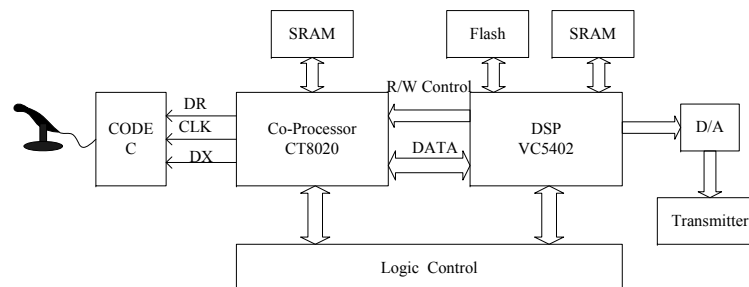


图 6-15 发射子系统框图

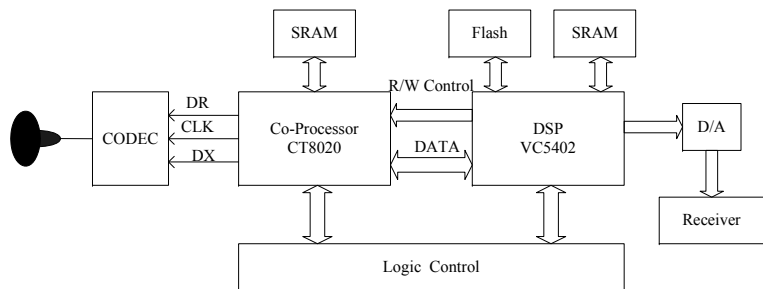


图 6-16 接收子系统框图

(1) 语音信号处理模块。语音信号的数字化，最简单的方法是对其直接进行模/数转换；只要采样率足够高，量化每个样本的比特数足够多，就可以保证解码恢复的语音信号有很好的音质，不会丢失有用信息。然而对语音信号直接数字化所需的码率太高。在水声信道中，由于水介质的吸收使得可利用的工作频率较低，信道带宽较窄，因此，要想在水中获得高质量的数字语音通信就必须对语音信息进行大幅度的压缩，降低传输所需的比特率，这对实时语音通信尤为重要。目前，常见的语音编码算法有线性预测编码、多脉冲激励线性预测编码、码激励线性预测编码、多带激励编码等编码算法具有很好的语音质量及较低的压缩比特率，且算法的复杂度不高，很适合硬件实现。

这一部分主要包括 Code、芯片和语音处理器，主要功能是采用 Codec 对通过麦克风输入的语音信号进行采样，再将采样后的数据在语音处理器中进行压缩（对发射端而言）和解压缩（对接收端而言）。其核心是对语音信号进行压缩编码和解压缩解码的语音处理器。选用专用语音编解码协处理器（CT8020）进行语音压缩/解压缩处理。

(2) 通信编解码模块。发射子系统的主要功能是对压缩后的数据流进行纠错编码、调制映射以及 IFFT 变换，接收子系统则是对接收到的信号进行 FFT 变换、解调和纠错码。这些工作由 DSP 处理器（TMS320VC5402）及一些其他器件来完成。

(3) 逻辑控制模块。这一部分主要由可编程逻辑器件（EPM7128）组成，完成对 DSP 与 CT8020 之间的逻辑控制、数据交换，以及完成 DSP 对外部存储器、D/A，A/D 转换器等器件的逻辑控制操作。可编程器件的引入为硬件设计和调试带来了很大的灵活性。器件之间的接口，不论简单或复杂，都可以在一片器件内完成，这不但减少了电路规模，而且简化了调试、提高了硬件的可靠性。

### 3. 通信试验研究结果

#### 1) 引言

在前面，对 OFDM 水下通信系统进行了理论和仿真方面的研究。为了验证前述结论，课题组于 2003 年 10 月在哈尔滨工程大学水声工程学院水池和吉林松花湖试验场进行了水声通信试验。首先对试验系统的组成及所采用的编码、调制和同步技术进行介绍，最后给出数据处理结果并得出结论。

#### 2) 水声通信试验系统介绍

湖试中，发射船和接收船在水面上自由漂泊，两船分别用 GPS 定位，测定通信距离。松花湖的上游主航道通信距离达 8 km。松花湖的大部分水深为：30~40 m，主航道附近的水深约为 60 m。发射换能器吊放深度 10 m，接收换能器的吊放深度为 15 m 左右。发射接收换能器皆为无指向性。

试验场景示意图、系统结构框图分别如图 6-17 和图 6-18 所示：

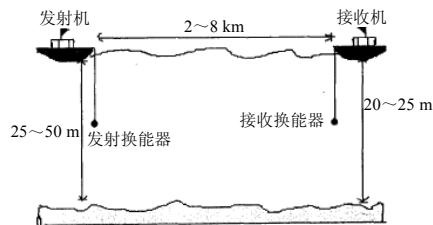


图 6-17 湖试场景示意图

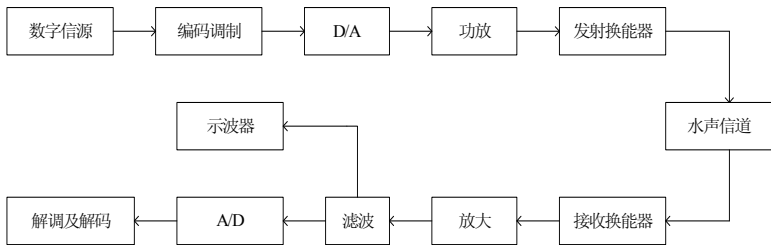


图 6-18 湖试通信系统结构框图

### 3) 信号的编码

数据帧的结构如下, 先发送具有确知时间长度  $T_0$  同步信号, 然后在发送数据前发射一段参考码, 作为 QDPSK 的初始参考相位。接着发送周期为  $T$  的组数据, 其数据结构如图 6-19 所示。



图 6-19 发射数据结构

同步技术是水声通信的关键技术之一。同步信号的检测可以通过相关运算来实现。这就要求所选择的同步信号有很好的相关性, 或者说, 有比较尖锐的相关峰存在。

试验者通过三种典型信号的模糊度函数及其检测性能的比较, 最后选择线性调频信号作为同步信号, 具体可查阅参考文献。

### 4) 信号的采集

本试验采用 NI 公司的 PCI-MIO-16E-1 (PCI-6070E) 数据采集卡, 通过 LabVIEW 编写 DAQ 程序来完成相关数据采集。

### 5) 试验数据的处理及结果

为直观起见, 本试验提取图像数据作为数字信源, 与接收的原始图像和处理后的合成图像一起在定量数据位误码率和定性图像质量两方面进行比较分析, 从而得出 OFDM 系统的效果。

本试验采用信号中心频率 10 kHz。采样频率为 50 kHz。湖试

数据由 LabVIEW 采集后, 保存为数据文件, 接着对文件进行处理, 提取出数据, 对数据进行相关检测、解调及解码等处理。为直观起见, 本试验发射数据文件选择为几幅图像。数据分湖试 4.2 km, 6.9 km 和 7.2 km 几个距离的数据处理结果以及实验室水池测得的数据两部分。

由试验结果分析出: 基于 OFDM 的水下通信系统可以充分利用水下有限带宽, 有效克服了多途的影响, 达到较小的误码率, 并且实现简单, 实用性很强。如果加以纠错和交织, 则误码率会进一步减小。因此 OFDM 技术具有很高的应用价值。

## 6.4 水声通信网络

### 6.4.1 水声通信网络概述

由于无线电波在海洋中的传输受到极大的限制, 而声波是唯一一种能在水介质中进行长距离传输的能量形式, 所以在水下组建无线网络, 水声网络是现在唯一的选择, 目前, 水声通信网络的建设尚处于起步阶段。

水下声学网络要解决两个技术问题: 一是水下声通信, 二是在声通信基础上的组网。水声通信解决的是点到点的两个用户 (或信息源) 之间的通信, 组网解决的是多个用户 (或信息源) 共享水介质信道时的信息交互问题。

现有的水声通信大部分仅限于海底传感器和自治水下机器人 AUV (Autonomous Underwater Vehicles) 这些节点之间实时点对点的研究和应用。当前的研究方向是把这些点对点的连接结合成为一个无线网络来满足各种应用要求。在军事方面, 水声通信网络对于海洋军事情报的监听与收集、港口及近岸的检测、特别是对于水下侦察和作战群体的管理、指挥和调度等方面都起着十分重要的作用。在民用方面, 具体应用有环境数据的采集、海洋



勘测、气象研究、污染监测和海洋生物保护,由于水下声信道的窄带宽、多普勒频移、多途效应和传输速度低等特征及电池供电和经济费用的限制,设计一个具有高可靠性、大吞吐量、低功率消耗和较短传输时延的水声通信网络是一项具有很强挑战性的工作。

水声通信网络的研究面临的主要困难是:海洋声信道的长延时(水中声速约为  $1500\text{ m/s}$ ,比空气中的光速低了 5 个数量级)、可用频带有限、严重的时变多途影响、功耗限制(因为要在海下长期工作,电池供电的网络节点的寿命受到限制)、网络安全性等。因此,水声通信网络是一类自组织网络,要求具有环境自适应能力(如功率控制)、自优化能力(如路由选择、故障节点删除和新节点吸收等)、在数据传输的同时要解决节点间测距、定位、信道估计等任务。

### 1. 水声通信网络的发展现状和特点

#### 1) 水声通信网络的发展现状

在过去的二十年里,水声通信技术由于应用领域的扩大而取得了很大的进步,并从原来仅有的军事领域逐渐扩展到商业领域。继在浅海水域内实现点对点实时通信之后,美国、加拿大和欧共体等发达国家和地区投入大量的人力、物力来研究和开发水声通信网络,即把这些点对点的连接组合成为一个无线水声通信网络,再通过无线浮标将上传的数据接入陆地上现有的立体信息网中,从而形成真正覆盖全球的立体信息网。

美国在 Monterey Canyon 建立了水声通信局域网络,监测范围为  $5\sim 10\text{ km}$ ,水下节点与海面浮标之间利用  $10\sim 30\text{ kHz}$  的垂直声信道,浮标与岸基通过射频的方式通信。北卡罗来纳州立大学利用水下网络对北卡罗来纳海岸附近的海洋环境进行了 20 多年的观测,研究气象、天文等对波浪的影响。美国国家海洋和大气管理中心从 1991 年开始建立了系列化的海洋物理实时监测网络系统。

主要功能有:提高导航安全性、提高港口效率和保护海洋资源。最大的一个在旧金山湾,由 30 多台仪器组成。

欧共体在 MAST (Marine Science and Technology Programme) 计划的支持下,发展了一个系列化的水声通信网络研究计划: ACME Project, LOTUS Project, SWAN (Shallow Water Acoustic communication Network) Project, ROBLINKS (Long Range Shallow Water Robust Acoustic Communication Links) Project 等。其中 ACME 计划主要研究方向是:发射功率、电池消耗、调制方式、网络的吞吐量、延时、稳健通信、海洋动物的保护和多变的环境。2004 年 6 月进行海试,研究水声通信的声波对鲸鱼和海豚的影响和网络协议的稳健性。网络中最少节点数:4 个,其中一个为主节点,3 个为从节点。水深:  $6\sim 10\text{ m}$ ,节点距离:  $200\sim 2000\text{ m}$ ,比特率最高为  $1\text{ Kbps}$ 。

LOTUS 计划是超浅信道中的长距离通信机。其点对点通信距离可达  $10\text{ km}$ ,载波频率  $8\text{ kHz}$ ,通信速率最高  $4\text{ Kbps}$ 。该系统针对超浅水域中存在强烈、时变的混响干扰,以及多用户同时反射造成严重的串扰等问题进行技术攻关,采用三维水听器阵进行空间分级并对每一个信源进行匹配。该系统已进行过两次海试。

SWAN 计划目标:建立潜水通信仿真模型,并研究各种无训练 MEMU 阵的处理方法。

ROBLINKS 目标是研究并试验浅水中 ( $20\sim 30\text{ m}$ ) 长距离 ( $>10\text{ km}$ ) 稳健通信 ( $>1\text{ Kbps}$ ) 的方案。技术路线:开发新的最佳相关信号处理概念和算法,引入连续信道辨识技术,提高通信系统对环境变化的稳健性,并对算法进行海试验证。

Woods Hole Oceanographic Institution 于 2003 年 11 月末进行了海试,研究水声通信网络,用于探测海下地震脉冲。网络由 3 个不同的水下传感器组成,其中一个用于测深,一个用作实时传送数据的测震仪,每天向系在船上的浮标传送六次水声数据,这些浮标带有 WHOI 微型调制解调器和 WHOIUM 接收器,可通过卫





星将数据中继到岸上,在岸上就可监视水声数据,得到网络的声信号的实时参数,优化浮标上 UAM 接收器的参数,更好地评估网络的性能。网络允许最大的上行传送数据率是 4 Kbps,每天可上传数据达 1.6 MB。比特率为 80~5300 bps,吞吐量为 66 816 bps 和 440 Kbps。

其他如英国 Newcastle 大学研制出的 Acoustic Modem 系列,也是为水下通信和网络通信而设计的。其作用距离大于 10 km,速率为 20~200 bps 半双工,误码率小于  $10^{-6}$ 。

我国水下数字通信技术的研究起步于 20 世纪 80 年代中后期。目前水下通信网络的研究尚未有取得实验成果的报道。

## 2) 水声通信网络的特点

(1) 水声通信网络的模型。用于海洋探测和数据采集的水声通信网络 UAN (Underwater Acoustic Networks) 一般由海底或海中布放的一组固定传感器节点、AUV (自主式水下航行器)、海面网关节点 (Gateway Node) 和陆地上的中继站 (Relay Platform) 组成。每个传感器内置一个声调制解调器和一个接收器,其功能如下:

- ①能够在请求信道上向网络节点发送信号;
- ②从网络节点接收信号;
- ③可以解决同步到达的两个信号间的冲突问题;
- ④对周围环境进行实时监测。

AUV 是水下移动节点,功能与固定传感器节点相同。网关节点由声 Modem 和一个与岸上用户高速通信的接口组成。其中声 Modem 作为与水下传感器平台的接口,接收传感器采集的数据与岸上用户的接口可以采用远程高频收发机,在线可视的超高频雷达收发机或 UHF (Ultra High Frequency) 卫星收发机,与岸上或陆地上的中继站进行通信。中继站是同其他的控制中心、Internet、骨干网或其他网络连接 (包括经通信卫星中转),实现数据的上传。

(2) 水声通信网络的特点。水下声信号的传播速度比无线信

道的传播速度低 5 个数量级,较大的传输时延会降低系统的吞吐量,消耗较多的能量。同时,海底设备是由电池来提供能量,因此功率控制对于水声通信网络来讲是不可忽视的一个方面。以上这些都是在设计水下无线通信网络时不能不考虑的问题。由于水声通信网络的应用环境,因此,它同陆地上通信网络相比具有以下显著特征。

①都属于无线网络。水声通信网络由位于海底或水中的传感器组成,通过海面浮标的有线或无线网络连接到岸上。然而由于所耗的费用、环境条件和船运等原因,我们无法在海底和海面浮标之间架设电缆。因此,理想的水下通信是从传感器向终端用户通过无线声波发送数据或在岸上远程控制水下设备,所设计的水声通信网络均属于无线网络。

②运动的网络节点。由于海水涨潮、落潮、大型哺乳动物的活动和航运等原因,网络中的节点并非静止不动,每个节点都可以独立地以任意速度和任意方式在网络中移动,这无疑增加了设计网络协议的难度。

③动态的网络拓扑结构。由于网络中每一个节点都可以自由、相对独立地运动,加上信道内的各种干扰、水下地形变化等因素的影响,水声通信网络的拓扑结构可随时发生变化。更糟糕的是,网络拓扑结构的变化是随机的、频繁的,而且是不可预测的。

④自动组网能力。一些水下应用要求网络在没有进行周密计划的情况下迅速布置好,如在军事和民用的营救任务中。因此网络应该能够决定节点的位置和自动配置来提供一个有效的数据通信环境,并且如果在事务处理中信道发生变化或者一些网络节点失败,网络应该能够自主地、动态地重新进行配置来继续工作。因此,Ad hoc 网络适合水下的应用环境。

⑤传输带宽受限。水声通信网络中的传输带宽是时变的,而传输带宽体现在链路的容量上。一般的,水下无线链路的容量比陆地上的无线链路的容量低很多,如果再考虑多址接入、信道衰





落、噪声和干扰等不利因素的影响,实际可获得的链路容量比理想的无线传输速率还要低许多。

⑥节点能量受限。水声通信网络中各传感器节点和其他设备主要是由电池供电,因此它是一个能源受限的系统。在岸上更换系统的无线调制解调器比较容易,但对于放置在水下的终端节点来说,更换调制解调器比较困难,需要较长往返航行时间、较多消耗的资源 and 较高的使用费用。所以,为了能够延长节点的运行时间,一个最重要的网络协议设计准则是要尽量节约能源,具体措施是减少重发数据的次数、不发数据时或数据在信道传送过程中关掉电源和以实际需要的最小功率进行发射。这样一来,每个节点的无线覆盖范围受到了限制。

(3) 水声通信网络的应用方向。近年来,随着水声通信技术的进步,水声通信网络的应用范围日益扩大,由原来的军事领域逐渐扩展到商业领域。在军事上,水声通信网对于海洋军事情报的监听与收集,港口及近岸的检测,特别是对于水下侦察与作战群体的管理、指挥与调度等方面都有十分重要的作用;该技术成果向民用方面的转化有海洋环境与气象研究、环境污染监测、海洋资源开发与保护、港口安全与效率的提高等,这都会带来巨大的经济效益。

目前,在国外的有关水声通信网络的公开文献中,主要有两大类应用方向:

#### 1) 环境数据的收集

这类网络一般由几种传感器组成,一些被放置在固定的停泊处,另一些被放置在自由移动的设备上,被称为自治海洋采集网络 AOSN (The Autonomous Oceanographic Sampling Network)。它是为采集关于各种海洋问题的数据、制作精确的图表、预报天气、测量和建立模型而提供一种机制,这个网络的中心概念就是移动数据采集平台(即自治水下潜器 AUVs)的布置。移动采集平台的加入就使得传感器网络管理者能够让传感器布置的这个区域满足采集数

据的要求,或者扩大这个区域在水平、垂直方向上的传输范围。

#### 2) 水下区域的监视

这类网络被称为自治部署的分布式网络 DADS (The Deployable Autonomous Distributed System)。它的特点是能够迅速地被布置,主要是用来在近海水域进行水下监视,它一般是由一组固定的传感器平台组成的,这些传感器是通过声调制解调器 Modem) 来相互连接。这个网络通过端口把这些远程的传感器平台连接到一个控制中心,这个控制中心通过卫星连接把收到的数据从这个水声网络中继传输到远处的控制设备,水声数据在这个网络中经过多跳的路径被传输。在分离的 Modem 对之间数据的跳跃传输是被配置成半双工的码分多址连接的,信息在成对平台之间的中继传输减少了发射功率的消耗,也降低了信号在时间、空间和频域上的扩展。

### 2. 水声通信网络的分层结构和拓扑结构

水声通信网络同其他大多数网络一样,为了减少协议设计的复杂性,都按层(layer)或级(level)的方式来组织,每一层都建立在它的下层之上。不同的网络,其层次的数量、各层的名字、内容和功能都不尽相同。但在所有的网络中,每一层的目的都是向它的上一层提供一定的服务,而把如何实现这一服务的细节对上一层加以屏蔽。

关于协议分层,有两个思想占据了该领域的主导地位。第一个思想是基于国际标准化组织 ISO (International Organization for Standardization) 早期所做的工作,称为 ISO 的 OSI 开放系统互联参考模型 (Open System Interconnection Model),第二个就是 TCP/IP 参考模型。在此基础上,形成了水声通信网络的分层结构。

#### 1) 水声通信网络的分层结构

与 OSI (Open System Interconnection Model 开放系统互联) 协议栈模型和 TCP/IP 协议体系结构不同,水声通信网络 (UAN)



协议分层结构现在主要有两种划分方法：一种是 Ethem M. Sozer、David B. Johnson 等人提到的三层结构；另一种是由新加坡国立大学声学研究实验室、WHOI、MIT 三个机构联合提出的基于 OSI 的松散的三层框架结构。下面分别加以简单说明。

(1) 三层结构。三层结构（如图 6-20 所示），由下到上依次为物理层、数据链路层和网络层。

UAN	OSI	TCP/IP
	应用层	应用层
	表示层	
	会话层	运输层
	运输层	互联网层
网络层	网络层	
数据链路层	数据链路层	网络接入层
物理层	物理层	物理层

图 6-20 UAN、OSI 与 TCP/IP 协议体系结构的比较

在水声通信网络的协议栈中，各层的功能描述如下：

①物理层（physical layer）。

网络中底层称为物理层，主要任务是透明传送二进制的比特流，所传数据的单位是比特，即在发送端将由 0 和 1 组成的逻辑信息转换成能够在水下声信道上传输的信号，再在接收端将信号从噪声中检测出来，并将其还原成原始的逻辑信号。物理层一方面接收来自第二层，即数据链路层的数据帧，并顺序传输这些数据帧的结构和内容，一次一位串行传输；另一方面将接收到的数据帧传递给数据链路层，进行重新组帧。物理层只看到 0 和 1 的比特流，它没有确定传输或接收的每一位信息的具体含义的机制。物理层的功能包括信道的区分和选择、水声信号的监测、调制和解调等。由于多径衰落、码间串扰及无线传输带来的节点间的相互干扰，使水声通信网络传输链路上的每带容量很低。因此，

物理层的设计目标是以相对低的能量消耗，克服无线介质的传输损失，获得较大的链路容量。为了达到这个目标，必须采用关键技术包括设定调制解调方式、信道编码、自适应功率控制、自适应干扰抵消和自适应速率控制等。

②数据链路层（data link layer）。

数据链路层的任务是在两个相邻节点间的链路上无差错地传送以帧（frame）为单位的数据。每一帧都包括数据信息和必要的控制信息。在传输数据时，若接收节点检测到所收到的数据中有差错，就要丢弃此数据，同时通知发送方重发这一帧，直到这一帧正确无误地到达接收节点为止。因此，有了功能完整的数据链路层协议，上一层就认为自己能够通过该链路进行无差错的传输。数据链路层的功能包括链路管理、寻址、帧同步、流量控制、差错控制、区分数据信息和控制信息等。在发送节点处，当收到来自网络层的数据时，数据链路层负责将指令和数据封装成帧，帧是数据链路层固有的结构，它含有足够的控制信息，保证数据可以通过网络成功地发送到目的地。要保证数据帧的成功传送需要做到两点：一是：目的节点必须在确认接收之前验证该帧内容的完整性和正确性；二是：源节点必须收到接收方对每个帧已经被目的地节点成功接收的确认。在接收节点处，数据链路层还负责把从物理层接收到的二进制数据重新组装成帧，但是，假定一个帧的结构和内容都被传输，数据链路层实际上不重新组建帧，而是缓存到达的二进制位，直到它有一个完整的帧。水声通信网络数据链路层协议设计的目标是每个传感器终端节点都可以公平、有效地分享带宽资源，使网络获得尽可能高的吞吐量，同时使占有的时延尽可能小，消耗的能量尽可能少。

在水声通信网络中，另一个重要功能是介质访问控制（MAC），为了实现在相互竞争的用户之间公平地分配信道资源。由于每个节点的无线覆盖范围是有限的，一个节点发出的信号，只有位于它传输范围之内的邻居节点可以收到，而此范围之外的其他节点



将察觉不到,这就不可避免地会引起隐蔽终端和暴露终端的问题。因此,在设计 MAC 协议时,必须要克服隐蔽终端(Hidden Terminal Problem)和暴露终端(Exposed Terminal Problem)的问题,其方法包括随机竞争机制(CSMA、MACA、MACAW)、轮转机制(轮询或令牌环)、动态调度机制,以及以上机制的组合。

### ③网络层(network layer)。

网络层的任务是要选择合适的路由信息,确定和分发源节点和目的节点之间的路由搜索及维护信息。这一层本身没有传输错误检测和纠正机制,所以必须依赖于数据链路层的端到端的可靠传输服务。网络层有自己的路由寻址体系结构,与数据链路层寻址是分开且是不同的,网络层的主要功能包括邻居发现、分组路由、拥塞控制和网络互联等功能。邻居发现主要用于收集网络拓扑信息。路由协议的作用是发现和维护去往目的节点的路由。通常,执行的路由要通过多条传输链路和多个网络节点。网络中的各节点必须协同工作,以有效地完成路由的选择。拥塞问题是由于分组数据剧增而引起的。

水声通信网络中路由协议的设计目标是快速、准确、高效、可扩展性好。快速指的是查找路由的时间要尽量短,减少引入的额外时延。准确指路由协议要能够适应网络拓扑结构的变化,提供准确的路由信息。高效的含义比较复杂,其一指的是要提供最佳路由;其二指的是维护路由的控制信息应尽量少,以降低路由协议的开销;其三指的是路由协议能根据网络的拥塞状况和业务的类型选择路由,避免拥塞并提供 QoS 保证。可扩展性好是指路由协议要能够适应网络规模的增长。

目前的路由协议按照路由表的维护特点大体可分为以下两种:表驱动类路由协议(Table Driven)和按需(源发起)驱动类路由协议(On Demand/Source Initiated)。其中表驱动类路由协议的各节点始终保持一张包含到所有可达的目的节点的完整路由信息表。当某节点检测到网络拓扑变化时,迅速在网内以广播方式

发送路径更新消息:收到此消息的节点将更新自己的路由表,以保证各节点路由信息的一致、准确和更新及时。而采用按需驱动类路由协议时,只有在需要向目的节点发送报文时,节点才通过“路由发现通信过程”在路径表中为目的节点生产相应的路由表项。路由表项的更新也仅限于仍在使用的路由项。有研究表明:表驱动类的路由协议带来了大量的路由开销,对于网络带宽比较紧张的水声通信网络环境,按需路由协议是更好的选择。

(2) 五层结构。为了能够成功建立一个公用的框架,需要具有一个广泛的认同。为了得到这个认同,一个框架需要考虑对于不同的地下水应用具有不同的约束和需求。这个需求包括从各种各样的研究组织到最后的使用者。

为了发展一个具有完全功能的网络,一个协议的几个方面需要定义,其中具有代表意义的有调制、信息包格式化、误差修正、媒介通道控制、寻址、路由选择等等。在过去几十年中,地下水网络的不同方面的各种方案已经被提议。但是,关于这些被提议的方案还没有一个被普遍接受的框架存在,没有形成一个基本的地下水网络。这个框架的实用性能够简单的综合独立发展技术,从而加速地下水声学网络的研究速度。

UNA 考虑到地下水网络的需要和足够明确的允许通过不同的研究组织综合不同层次的执行。同时,这个结构能够充分灵活适应各种不同的应用需求和新思想。除定义一个分层的结构外,这个结构指定了层次之间通信的最基本的定义。另外,一个 UNA 框架应用设计界面(FAPI)被定义了能够简单地合成不同的堆。为了确保其适应性,这个结构同样定义了一个扩展框架以至于这个结构能够被扩展和层次最优化能够被考虑。

UNA 是一个五层模型,其分层结构如图 6-21 所示。应用层没有在 UNA 规范中定义,但是却定义了四个协议(传输层、网络层,数据链路层和物理层)。UNA 没有定义应用在一个层次中的运算法则,但是定义了被每个界面执行的界面服务通道点。

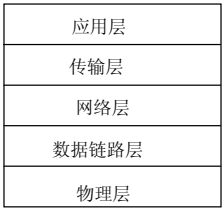


图 6-21 UNA 的分层结构

因为典型的水下系统具有有限的处理能力，所以保留了最简单的协议。当前，UNA 规范没有包含任何证明和编码的介绍。这些可能比较容易在应用层执行或者在物理层经过一个扩展设计。UNA 今后可能被扩张为能够明确地从事这些需求。

每一层通过 SAPI 描述，而 SAPI 根据被传送的信息和通过每一层被定义。一层的客户（通常是高一层）通过一个请求（REQ）调用这一层，这一层通过回答（REP）来回应 REQ。误差通过误差编码 ERR RSP 记载。如果层需要向客户发送未被请求的信息，它需要通过告示（NTF）来做。一层理论上和它的同层次的层通过协议数据单位（PDU）进行通信。因为同等的层与层之间的通信是相称性的，所以一层可以随时向它的同层发送 REQ PDU，而它可能随意通过 RSP PDU 回应这个 PDU，理论上的描述如图 6-22 所示。

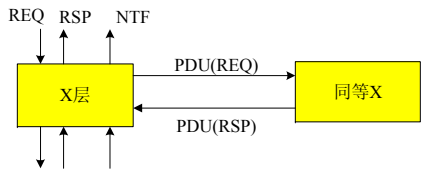


图 6-22 UNA 的信息术语

UNA 规范为所有的 SAPI 信息定义了详细的信息结构，这些

信息结果包括信息标识符、应用的数据格式、参数和它们可能的数值。

①寻址。每个节点必须通过管理员发布一个唯一的地址，这个地址包括两部分：一个网络 ID（8 bit）和一个节点 ID（8 bit）。网络 ID 定义节点是其一部分的一个网络，同一网络的所有节点具有相同的网络 ID。在同一网络里的节点 ID 必须是唯一的。

一个特殊的网络 ID（所有 bit 为 1）和节点 ID（所有 bit 为 1）作为一个广播地址，这个地址可能被用为原始的支持广播的地址。所有 bit 为 0 的网络 ID 和节点 ID 必须被保留，不能分配给任何一个网络和节点。

UNA 不定义任何一种方法，这种方法为动态的任务分配新的节点。今后可能被扩张为能够明确的从事这些需求。

②传输层。传输层规范支持两种通信方式——导向连接和自带寻址。导向连接方式允许持久可靠地开发、写、关闭原始的或者引入的数据连接通告。自带寻址方式允许可靠的或者不可靠的通过发送原始和引入的自带寻址通告的传输。假设在可靠的自带寻址信息的服务中，其中一个为被送达的自带寻址信息必须在客户层被报道。为了确保多重应用，传输层必须确保提供两种通信方式的概念。端口允许传输层向多层应用转移引入的数据。所有的端口向连接和自带寻址信息的收据开发。如果没有应用处理这些端口的数据，这些数据就会丢失。

传输层为导向连接协议的一些基元定义了信息——开发 REQ、关闭 REQ、写 REQ、确定连接 NTF、失去连接 NTF 和引入 NTF 数据。它也为自带寻址信息协议的一些基元定义了信息——发送可靠的自带寻址信息的 REQ、发送不可靠的自带寻址信息的 REQ 和引入自带寻址信息的 NTF。请求、回应、和告示在表 6-2 和表 6-3 中进行了总结。



表6-2 导向连接服务基元

请求	回应
开放REQ	连接确定的RSPRSP误差
写REQ	写成功的RSPRSP误差
关闭REQ	连接关闭的RSPRSP误差
告示	
建立NTF连接	
失去NTF连接	
引入NTF数据	

表6-3 自带寻址信息的服务基元

请求	回应
发送可靠的自带寻址信息的REQ	自带寻址信息的传送RSPRSP误差
发送不可靠的自带寻址信息的REQ	自带寻址信息的接收RSPRSP误差
告示	
引入自带寻址信息的NTF	

③网络层。网络层向协议堆提供路由能力，通过这些路由提供不可靠的信息包传送服务。如果网络层知道由于没有可用的路由而不能传送信息包，它可能会通过无路由告示通知客户层。

网络层为基本的多层通信基元定义信息——发送 REQ 信息包和引入 NTF 信息包。它也为能够应用在应用层和传输层询问路由信息定义了信息，这些基元包括得到 REQ 路由和没有路由的 NTF。所有的网络层基元在表 6-4 中进行了概括。

表6-4 网络层基元

请求	回应
发送REQ信息包	信息包传送RSPRSP误差
得到REQ路由	RSP路由信息RSP误差
告示	
引进NTF信息包	
没有路由的NTF	

④数据链路层。数据链路层提供单一跳跃数据传送能力：如果目的节点不是可以直接从源节点进入，它将不能成功地传送一个信息包。它可以包含一定程度的可靠性，也提供错误探查能力（例如 CRC 检测）。如果共享介质，数据链路层必须包括介质访问控制（MAC）层。

被物理层定义的基元信息包括发送 REQ 信息包和引入 NTF 信息包，如表 6-5 所示。

表6-5 数据链路层基元

请求	回应
发送REQ信息包	信息包传送RSPRSP误差
告示	
引入NTF 信息包	
没有路由的NTF	

⑤物理层。物理层提供框架、调制和误差修正能力（通过 FEC）、提供发送和接收信息包的基元，它还提供额外的功能例如：参数设置、参数介绍等。

在物理层发送信息包基元不用目的地址，假如是直角通道，在物理层的一个参数可能被设置为定义被应用的通道，然后传输发送信息包基元。同时，引入的信息包可能监控所有的或者一些通道，在引入的信息包告示的参数中可能包括指示的源地址。

被物理层定义的基元是发送 REQ 信息包和引入的 NTF 信息包（见表 6-6）。

表6-6 物理层基元

请求	回应
发送REQ信息包	信息包传送RSPRSP误差
介绍参数REQ	介绍参数RSP没有介绍参数RSP
告示	
引入NTF数据包	
没有路由的NTF	



## 2) 水声通信网络的拓扑结构

### (1) 网络的拓扑结构。

为了分析网络单元彼此互联的形状与性能的关系,采用拓扑学中一种与大小、形状、距离无关的点、线特性的方法,把网络单元定义为节点,两节点间的连线称为链路。水声通信网络就是由一组节点和链路组成。而网络的拓扑结构是网络节点和链路的几何位置的抽象。它决定了网络中任意一对通信节点之间可能用到的各种传输通道。

网络节点间的通信主要有三种拓扑结构,分别为集中式、分布式和多跳式。

集中式结构是指每个节点都有一条点到点的链路与中心节点相连,这一中心节点也称为网络的 Hub 节点。信息的传输是通过中心节点存储转发技术实现的,并且只能通过中心节点与其他站点通信。集中式网络结构的主要优点是结构简单、便于维护、易于实现结构化布局、易扩充、易升级。其缺点是由中心节点的可靠性决定的整个网络的可靠性低、网络覆盖面小、中心节点负担重,容易成为信息传输的瓶颈,且一旦发生故障,全网瘫痪。因此这种结构不适合浅海水下的通信网络。

分布式结构是指网络中的所有节点之间都是可以通信的,这种网络虽然不需要路由,但是它所需要的输出功率是非常大的。众所周知,水下设备是靠电池来提供能量的,电池的能量不但有限,而且更换很困难。所以分布式结构对于水下通信也是不理想的。

多跳式结构是指只在临近节点间可以通信,信息从源节点到目的节点的传输是靠信息在节点间的跳转来实现的。由于网络的工作范围是由节点数目来决定的,所以网络覆盖面比较大。但随之而来需要面对的就是路由算法的问题。基于水下无线通信网络在确保正常可靠工作的前提下,将能源消耗和信息传输延时降到最小是当前最主要的设计目标,多跳式拓扑结构是最合适的水下

无线通信网络结构。

多跳式拓扑结构又可分为平面拓扑结构和分级拓扑结构两类:

#### ①平面拓扑结构。

平面拓扑结构的示意图如图 6-23 所示。网络中所有节点的地位平等,所以又可称为对等式网络拓扑结构。所有节点都具有相同的发送信息、接收信息和转发信息的能力,不设中心控制站,且在网络的运行过程中都发挥相同的作用,任意两个节点之间的连接只受到网络连通性的影响。

平面网络的优点是源节点和目的节点之间可以存在多条路径,这样就可以在多条路径上实现流量平衡,减少了网络拥塞,也降低了流量“瓶颈”产生的概率,所以比较健壮。网络中的数据流可以根据自身的特征选择最适合的路径进行发送,例如:可以用低延迟低带宽的链路传送语音数据,用高带宽但延迟较长的链路传送文字流量,节点发送数据时使用的能量较低,有利于节省能源。

平面网络的最大缺点是网络的规模受限,每一个节点都需要知道到达其他所有节点的路由。维护这些动态变化的路由信息需要大量的控制信息。网络规模越大,路由维护的开销就越大。当网络的规模增加到某个程度时,所有的带宽都有可能被路由协议消耗掉。所以平面结构网络的可扩充性较差。一般用于用户节点不太多的水声通信网络等小型网络。

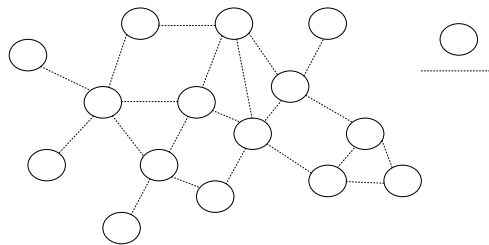


图 6-23 平面拓扑结构示意图

## ②分级拓扑结构。

在分级拓扑结构的网络中,节点被划分成组,称为簇(Cluster)。每个簇由一个簇头(Cluster Header)和多个节点(Cluster Member)组成。簇头主要负责簇间数据的转发。当两个不同簇中的节点需要交互数据时,需要源节点和目的节点中的簇头进行转发。分级拓扑结构又可以分为单频分级拓扑结构和多频分级拓扑结构。

单频分级拓扑结构的示意图如图 6-24 所示。该结构中的节点分为三种:簇头、网关和节点。簇头控制整个簇,与外簇通信的路由信息由簇头计算和保存,分属不同簇的节点间的通信必须通过簇头来进行;网关同时属于两个簇,为相邻簇的簇头间提供链路;节点只计算和保存本簇内相关节点的路由。

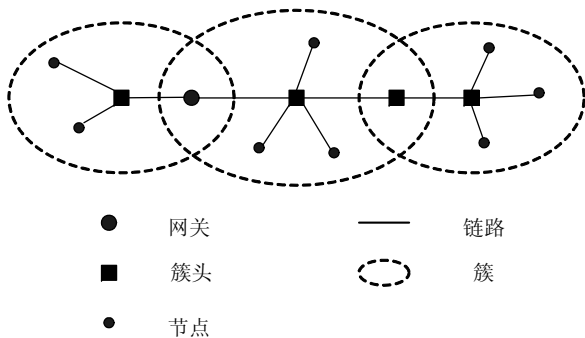


图 6-24 单频分级拓扑结构示意图

多频分级拓扑结构的示意图如图 6-25 所示。该结构中的节点分为簇头和节点,不同层的网络采用不同的通信频率,低层网络的节点通信范围较小,高层网络的节点覆盖范围较大。高层网络的节点同时处于不同的层中,有多个通信频率,用不同的频率实现与不同层节点间的通信。在图 6-25 所示的两级网络中,簇头节点有两个频率。频率 1 用于簇头与节点间的通信,而频率 2 用于

簇头之间的通信。

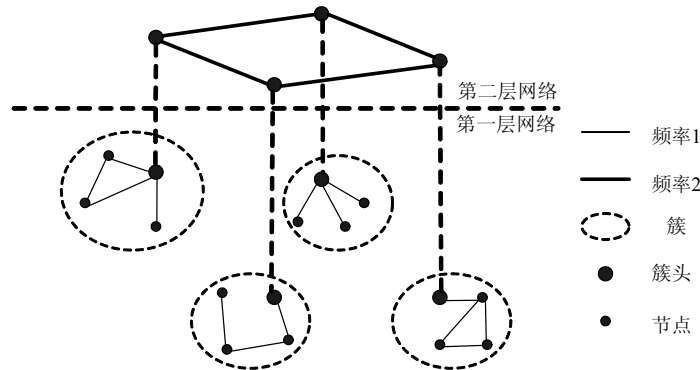


图 6-25 多频分级拓扑结构示意图

分级网络的优点是可扩充性好,网络规模不受限制,必要时可以通过增加簇的个数或网络层数来提高网络容量;簇内成员的功能比较简单,不需要路由维护,从而大大地减少了网络中路由控制信息的数量,提高了网络的吞吐量;簇头节点可以随时选举产生,所以具有很强的抗毁性。

分级结构也有它的缺点。首先,维护分级结构需要复杂的簇头选择算法和簇维护机制,在节点移动特别频繁时,分级网络的很大一部分网络资源会消耗在簇的建立和保持上,这会极大地降低网络的性能;其次,簇头节点的任务相对较重,可能成为网络的瓶颈;最后,分层网络中的路由常常不是最优路由,例如图 6-25 中节点距离很近,可以建立直接连接,但是由于属于不同的簇,且两个簇的簇头没有直接相连的通信链路,这两个节点间的通信经历了一条复杂但不必要的链路。

分级拓扑结构一般用于用户节点较多的大型网络。

## (2) 水声通信网络的拓扑结构。

水声通信网络的设计目标之一是既要求功率消耗最小,又要求网络可靠性最高,同时又要要有最大的吞吐量。而网络拓扑是一



个决定功率消耗的重要参数。

多跳拓扑结构是最合适的水下无线通信网络结构。

通过分析,减少能量的方法就是采用中继方式。中继的次数越多节约的能量也越多,在长距离的传输上,更为明显。特别对于几十千米数量级上,能量的节约更为重要。所以,在水声通信网络中应该采用仅在相邻的节点之间建立连接的拓扑结构。

无线自组织网络 Ad hoc 是一种非常适合水声通信网络的组网方式,对于 Ad hoc 的具体分析见下面章节。

### 6.4.2 水下自组织网络的研究

前边曾经提到,对于一些军事和民用的紧急任务,要求网络在没有进行周密计划的情况下迅速布置好,并且如果在事务处理中信道发生变化或者一些网络节点失败,网络应该能够自主地、动态地重新进行配置来继续工作。因此,Ad hoc 网络非常适合水下的应用环境。

#### 1. 什么是Ad hoc

Ad hoc 一词来源于拉丁语,是“特别或专门”的意思。这里提出的“Ad hoc 技术”所标称的就是一种特定的无线网络结构,强调的是多跳、自组织、无中心的概念,所以一般把 Ad hoc 网络译为“自组网”,或者“多跳网络”。

Ad hoc 出现之初指的是一种小型无线局域网。如果追溯到 20 世纪 70 年代初期的分组无线网,Ad hoc 网络已走过了 30 年的历史。即使从 1991 年 IEEE 802.11 标准委员会正式用 Ad hoc 来描述这种自组织、对等式无线移动网络算起,也已经有十余年的历史。但这种特殊的无线通信网络直到 20 世纪 90 年代后期才逐渐被了解和关注。这是因为 Ad hoc 网络一开始就是为军事通信应用而设计的。

Ad hoc 网络具有无中心、自组织、多跳路由、独立组网、节

点移动等特点。这使得它在很多特殊场合的通信应用有独特的优势。但这些独有的特点也使得 Ad hoc 网络在组网方式上跟传统的无线通信网络有极大的差异。Ad hoc 网络的多跳共享无线广播信道、多跳路由等都是普通有中心的无线网络不可能遇到的。为了适应这种独特的组网和工作方式,必须为 Ad hoc 网络单独设计相应的协议。无论是信道接入协议、路由协议、传输协议等都要根据 Ad hoc 网络的需要和特点进行改进和调整。除此之外,Ad hoc 网络的特殊性也引发出很多其他问题:分簇、节能、功率控制、QoS 等问题也都需要专门设计。这些问题形成了 Ad hoc 网络技术研究的原动力和研究方向。

随着移动通信和移动终端技术的高速发展,Ad hoc 技术不仅在军事领域中得到了充分的发展,也在民用移动通信中得到了应用,尤其是在一些特殊的工作环境中,比如所在的工作场地没有可以利用的设备或者由于某种因素的限制(投资、安全、政策等)不能使用已有的网络通信基础设施时,用户之间的信息交流以及协同工作(Cooperative Work)就需要利用 Ad hoc 技术完成通信网络的立即部署,满足用户对移动数据通信的需求。

Ad hoc 网络是一种临时自治的分布式系统,具有无中心接入和多跳的特征。这些特性使得 Ad hoc 技术涉及 OSI 分层模型中的每一个层面。研究者已经在媒介接入问题、路由问题、组播路由问题、电能管理问题、QoS 问题、安全问题、传输层问题等方面发布了相关的研究成果。在众多的难题中,Ad hoc 网络的路由问题尤其关键,IETF 成立了 MANET 工作组,集中从事 Ad hoc 网络单播路由协议及其性能评定的研究,现已发布了一些路由草案,IETF 下一步还将就如何实现多播路由及 QoS 等问题展开讨论。

#### 2. 水下Ad hoc的研究情况

在水下声通信网的特殊应用环境下,没有固定基站,节点的速度、位置随时可以随机改变等特点决定了 Ad hoc 网络最适合于





水声通信网。

当前遇到的困难主要有：

点对点通信所遇到的困难，这在前边章节中已经做了具体的介绍，只有先解决好这个基本通信问题，才能在其基础上谈网络的问题。

组网所遇到的特殊问题：

①物理层。频移键控（FSK）是非相干的调制方法，因为多普勒频散的缘故，相位跟踪难于做到，所以依赖能量检测。考虑多途的影响，可在两个相邻的脉冲之间插入一段保护时间（Time Guard）；考虑水下多普勒频散的存在，也可以在子带之间加入保护频段。尽管非相干调制的方法是高效能的，但它带宽利用效率低，加之水声信道的带宽有限，所以它不适合水下高速的、多用户的通信。另一种可以提高数据率的方法是相干调制技术，如：相移键控（PSK）和正交幅度调制（QAM），它必须对载频的相位进行跟踪，但是由于浅水介质的频散和时变特性，使得码间干扰加大，错误比特增加，因此需要采用信道均衡技术并结合锁相环技术补偿相位的偏移。实现信道均衡是一些非常复杂的滤波器，如决策反馈均衡器，它的复杂性不适合实时通信。但一些简化算法，引起算法的不收敛，最终引起接收机性能的下降。目前在水声通信中正交频分复用（OFDM）扩频技术引起广泛关注，它也称为多载波调制，因为它同时在多个子载波上发射信号，可以根据信道的情况，对衰减小的子载波分配较高的比特数，对衰减高的子载波分配较低的比特数。在保持同样的数据速率下，因为可以在多个子载波上同时发射信号，就使每一个子载波的符号持续时间可以加长，所以 OFDM 对多途有较好的鲁棒性，并且能够取得较高的频谱效率。但是由于信道的时变性，对子载波比特数的分配，也是一个繁重的任务。

②数据链路层。就多址访问方式而言，频分复用（FDMA）技术由于水声可用的信道很窄，并且对衰减和多途的敏感性，不

适合水下声学网络，但对于短距离的通信，则是一种简便易行的方法。时分复用（TDMA）由于水声信道延迟长和延迟方差大，时间同步很难做到，因此基于公共时基的时隙分配也难以在水下声学网中做到。如果使用，就必须插入较长的时间保护（Time Guard），使系统的带宽效率大大降低。码分复用（CDMA）通过伪随机编码信号把发射信号扩频到整个可用带宽。因为伪随机编码的相关特性，可以使采用不同伪随机编码的不同用户区别开来。高带宽对频率选择性衰落有较好的抵抗性。在直接序列扩频（DSSS）的接收端采用 Rake 接收机，主动利用多途能量，补偿多途的影响，因此它对水声信道产生的多途衰落有较好的鲁棒性，但由于多普勒频散的存在，也会使伪随机码的相关特性降低；另外一种扩频技术跳频扩频（FHSS），由于它发射的是多个窄带信号，更容易受到多普勒频移的影响。但它在对付复用干扰（MAI）上比 DSSS 更有效，并且它的接收机比较简单。就随机访问方式而言，避免冲突复用（MACA）是一种握手协议。它通过发射和接收 RTS/CTS 控制包对，实现发射和接收的握手。由于水声信道大的延迟特性，而握手协议的几个来回，更加重了信号延迟之外的延迟，造成网络吞吐率降低。载波侦听复用（CSMA）技术，也会由于水声信道的延迟特性，发生因为发射信号尚未到达接收器，信道侦听为空闲而发射却正在进行的情况，造成冲突的发生。

③网络层。水下 Ad hoc 网中，先应式路由方式，在使用网络通信之前，就要每时每刻维持网络中所有节点的路由表，这不仅造成珍贵的信道资源的浪费，对水声应用也不是很必要。地理式路由方式，依赖于节点的地理位置进行路由，在陆地传感器网中，可以很好地利用全球定位系统（GPS）来获得所需信息，在水下声学传感器网络中，获取精确的节点定位信息是很困难的事，而且节点的定位，本身就是水下声学网络要解决的问题之一。反应式路由方式，虽然在需要时才启动路由发现的过程，仍然需要大量的控制包来建立路由，并且由于水下底质和信道的变化，使得有



时链路变成一个单向的链接,这对所有依赖于对称链接的协议,造成使用上的困难。

现在国内外学者对于水下 Ad hoc 网络的研究,主要集中在数据链路层 MAC 协议仿真研究、通过路由协议的改进研究达到高效利用网络节点能量。

陆上 Ad hoc 网络的各种技术移植到水下去,很多方面都需要针对水下不同的条件作出相应的调整。

下面简单介绍几个需要改进的方面:

#### 能量方面

水下网络的应用特点,使得更换水下节点电池非常困难,因此,路由算法的能量有效性就成为研究人员关注的焦点之一。文献[61]提出了一种基于最小跳数的路由协议,该算法通过减少信息传输次数,达到节省能量的目的。文献[65]针对水下传感器网络,在文献[62]、[63]和 DSDV 协议的基础上提出了一个均衡节点能量消耗的路由算法 BNEC (Balancing Node's Energy Consumption),该算法通过均衡网络节点的能量消耗,进而达到最大化网络生命周期的目的。

#### MAC 协议方面

无线 Ad hoc 网络的 MAC 协议不一定适合水声 Ad hoc 网络,其原因在于:相对无线信道而言,水声信道传输条件非常恶劣,特别是浅海水声信道,是一个随机时-空-频变、强多径干扰、强噪声环境、可用带宽非常有限的信道。因此,要设计出适合水声信道特点的水声 Ad hoc 网络的 MAC 协议,关键必须解决两个问题:一个是尽可能消除分组冲突;另一个是减少预约次数。

#### 自重组问题

从军事应用来看,作为担负水下警戒任务的水声网络,必将成为敌人破坏的目标之一。因此,水声网络自身的安全性显得十分重要。同时,这也是水声对抗的一种新的形式。尽管不希望发生,但必须考虑到水声网络有被攻击成功的可能,就是说,水声

网络有可能被敌人毁坏。水声网络(如 Seaweb for FRONT)研究的长期目标是达到自组织、自优化、自愈和环境自适应。这里提到的自愈应该包含自重组的概念,这个问题必须考虑。文献[67]通过分析水声网络受损程度和原因,研究了一种水声网络自动重组的方案,并通过 Opnet 仿真表明,该方案具有一定的实用性。

### 6.4.3 自治水下机器人的发展

海洋拥有广阔的空间并蕴含丰富的资源。目前,环境问题、科学研究和军事应用等方面问题的突现,以及能源开发利用的需求,使得世界各国把目光投向了海洋。海洋深层次的开发和利用已经成为世界各国未来发展的战略目标。水下潜器的研究正是在这种广阔的商业、科研和军事应用前景下,不断地发展和完善。水下潜器已经成为人类开发和利用海洋资源的一种有效工具。目前,水下潜器可分成两大类。一类是无人有缆潜器(ROVs),这类水下潜器的技术比较成熟,应用广泛,并已经独立成为一个工业部门。另一类是自治水下机器人(AUV),这类水下机器人的技术比较复杂,是当前世界各国研究开发的重点。因为 AUV 具有远程航行能力,所以它不仅在商业、科研领域具有应用前景,而且在军事领域具有更加广阔的应用前景。

#### 1. 自治水下机器人的简介

“自治水下机器人”AUV 是英语“Autonomous Underwater Vehicles”的缩写。AUV 不配备主缆和系缆,因此它又称为无人无缆水下机器人(Unmanned Untethered Vehicles, UUVs)。这类水下潜器携带能源,依靠自身的自治能力来管理自己、控制自己,以完成赋予它的使命,自治水下机器人也就因此得名。此外,按照航程的远近,AUV 还可以分为远程和近程两类,一般一次补充能源连续航行超过 100 海里以上称为远程,小于 100 海里称为近程。无缆水下机器人的历史可以追溯到 1800 年。当时出现的著名的“白



头鱼雷”可以看做是 AUV 的先驱。

20 世纪 50 年代末期,美国华盛顿大学开始建造第一艘无缆水下机器人——SPU RV。SPU RV 在水文调查方面取得了一些成绩。20 世纪 60 年代中期,产业界和军方开始对无缆水下机器人发生兴趣。但是,由于当时技术上的难度太大,产业界和军界又将兴趣转移到载人潜水器上。此后,无缆水下机器人由于技术上的原因在低水平上徘徊了多年。20 世纪 70 年代中期,由于微电子技术、计算机技术、人工智能技术、导航技术的飞速进展,再加上海洋工程和军事活动的需要,国外产业界和军方再次对无缆水下机器人发生了兴趣。许多研究表明,无缆水下机器人是一种非常适合于海底搜索、调查、识别和打捞作业的既经济又安全的工具。与载人潜水器相比较,它具有安全(无人)、结构简单、重量轻、尺寸小、造价低等优点;而与无人有缆潜水器相比,它具有活动范围大、潜水深度深、不怕电缆缠绕、可进入复杂结构中、不需要庞大水面支持、占用甲板面积小和成本低等优点。

世界上第一艘潜深达到 6000 m 的无缆水下机器人是法国建造的“逆戟鲸”号。进入 20 世纪 90 年代,自治式水下机器人技术开始走向成熟。

1991~1992 年年间,在 MIT Sea Grant 学院 AUV 项目实验室里研制出了新型自主式水下机器人,这条名叫 Odyssey 的潜器为海洋科学家研究海洋提供了经济的途径。Odyssey AUV 于 1992 年在新英格兰和 1993 年在南极水域进行了实地实验。这些投放实验促成了第二代 Odyssey 的诞生。1994 年春天,为了支持一个研究北极地区海水冰力学特性的项目,OdysseyII 在 Beaufort 海的冰层下进行投放实验,所有的运行操作都是在一个面积为  $15' \times 15'$  的穿过 5 m 厚冰层的水洞的区域内进行的。当在冰下实验时,Odyssey 完成了一系列“去——回”任务,展示了它具有返回回收网的能力。9 天后,由于冰层开始破裂,营地撤离,实验被迫缩短。1995 年,在海军研究局 ONR 的资助下建造了 4 条新的 Odyssey 潜器,这些

潜器被命名为 Odyssey IIb,其中一些 Odyssey 被租给 Woods Hole 的合作者 San Diego 的 Navy NraD 中心和工业界。1996 年 6 月,两条 Odyssey IIb AUV 被用于 Haro 海峡潮汐正向混合的动态特性的长期研究实验。从河流中来的盐度小的上层水与从太平洋来的下层水在 Haro 海峡强烈混合,这个混合具有很明显的贯穿整个混合区域的混合面。定位和描述这个混合面是实验的一个重要目的。这些潜器带有水质传感器、侧扫描声呐和水流描绘仪。在 20 多天时间里,这两条 AUV 完成了 67 次勘察任务而无一失败。

目前,世界上大约有四十几艘自治式水下机器人,自治式水下机器人代表了未来水下机器人技术的发展方向,是当前世界各国研究工作的热点。

## 2. AUV的发展现状

AUV 本身是一个基本的载体,在进一步发展和扩展各种机载设备和工具以后,AUV 的应用面是很广阔的。海底资源调查的实践表明,AUV 获取的海底资料非常精确。在海底资源的开采中,在未来的水下石油生产系统中 AUV 将起“操作工人”的作用。在海洋石油平台导管架检查、管道检查及维护方面也将扮演重要角色。在海洋科学研究中,它可以用来进行海洋学的各种测量。AUV 可用于海底火山活动的观察、监视、布放和收回仪器,进行海底采样以及进行各种生物学、水文学的研究等。由于 AUV 的活动范围广、体积小、重量轻、噪声低、隐蔽性好,因此在军事上是一种有效的水中兵器,装载战斗部后可以进行远距离投送;AUV 还可以用来侦察对方的水下设施,监听对方潜艇活动;用于反水雷,充当诱饵,配合反潜训练,防险救生等军事活动。AUV 的另一大特点是造价低,与载人潜器相比,下潜同样深度 AUV 的体积和重量要比载人潜器小近一个数量级;AUV 不需要价格昂贵的生命维持系统,可以估计出来,具有类似性能的 AUV 的造价将比载人潜器低一个数量级。



从整体上来说, AUV 仍处于研究开发阶段, 在军民两个领域已经有了一些项目在进行中。例如, 美国海军无人潜水器计划部使用的 UUVs (Unmanned Underwater Vehicle) 反水雷计划和美国宾夕法尼亚州立大学分布式自治系统部的多 AUV 海洋取样网络计划, 预示着 AUV 开始走向应用阶段。由于存在着海上恐怖活动或非常规战争的潜在威胁, 美国海军开始重新思考海上战略和应付潜水海战的方法。要求未来军用 UUVs 系统能完成的使命主要有水上侦察、智能情报收集、战术海洋学、特种海战、反麻醉和反恐怖活动。其中水雷对抗则构成海上特种战争威胁最大的一个环节。海湾战争的水雷对抗毁掉了美国两艘战舰, 所以海军规划者们清楚地认识到, 在全球海岸区域一旦爆发战争, 首先需要建立安全操作区。为了达到这一目标, 必须开发潜艇发射的 UUVs 完成水雷对抗任务。美国海军 UUVs 开发计划把对抗水雷的 UUVs 放在优先发展的地位。美国海军无人潜水器计划部开发了几个系统, 其中两个系统, 即近期水雷侦察系统 (Near-Term Mine Reconnaissance System, NMRS) 和远期水雷侦察系统 (Long-Term Mine Reconnaissance System, LMRS) 优先开发。

### 3. 自主式海洋采样网络 AOSN

分布式高分辨率的多 AUV 海洋取样网络 (Multi-AUVs Network, i.e. Autonomous Oceanographic Sampling Network, AOSN) 的设计已经形成, 其目的是对一个大范围的海洋空间进行长时间的数据收集, 通过对这些数据的分析来预测和解释某些重大事件发生的可能性及其产生的原因。AOSN 已经由美国宾夕法尼亚州立大学分布式自治系统部设计出来, 目前正在研制海洋取样移动网络 (Ocean Sampling Mobile Network, SAMON) 控制器, 这是一个多 AUV 海洋与环境数据搜索系统的递阶分布式指挥与控制设计结构。这项工作的第一步是建立一个仿真试验床, 用于分析和设计现实环境 AOSN 系统, 近期目标是利用各个研究机构

分散的 AUV 进行 AOSN 各项使命的仿真设计。与此同时, 还要开发分布式 AUV 特性共用数据模型。借助因特网的分布式计算机软件可完成使命的协同控制。当前, 由于技术上的原因 AUV 不能完全代替载人潜器和无人有缆潜器, 但是随着 AUV 技术的进步, AUV 将承担越来越多的水下作业任务, 因此 AUV 有良好的应用前景。这些就是 AUV 成为研究热点的原因。

目前, 国外 AUV 的研究以美国为领先。由于得到了军方的大力资助以及相关领域所取得的成就, 美国 AUV 的研究正处于上升势头。由小型化、廉价和高性能的 AUV、卫星、INTERNET, 以及其他辅助设备组成的自主式海洋采样网络 (AOSN) 可以实时地提供海洋的动态情况, 其中包括海洋本身的运动和海洋的各个区域的船只 (包括潜艇) 活动情况, 因此 AUV 技术具有极大的经济和军事意义。

自主式海洋采样网络 AOSN 给出了应用 AUV 的一个完整方案。其中, AUV 的任务是勘测。供给 AUV 的工作能源可选择多条 AUV 共用一个带能源的漂浮泊具方法。当能源不足时, AUV 可以返回漂浮泊具充电, 并且把勘测数据传给漂浮泊具, 由漂浮泊具按一定的模式通过专用的卫星把数据发回 AOSN 控制中心。AOSN 控制中心也可以通过专用的通道经漂浮泊具向 AUV 发送任务。当 AUV 完成给定的任务, 到漂浮泊具充电并传出勘测数据后, 就可以得到新的任务指令, 执行新的任务。而机动的自主勘测平台与泊具及远距离自动检测装置协调工作, 使 AUV 具备了长期的被动监视能力。从运行操作角度看, AOSN 提供了一个针对动力、通信和整体任务规划而扩展 AUV 布放运行的框架。

小型廉价的 AUV 可以实现多潜器同时协调运行。Odyssey 里装备了最先进的海洋学传感器设备, 包括: 旁扫声呐、声学多普勒水流描绘仪、扇面扫描声呐、层析源、光学反向散射设备和多种相机与灯光系统。

当 AUV 用于 AOSN, 利用了长基线 LBL (Long baseline) 导

航；当 AUV 有一条船相伴时，利用了超短基线 USBL (Ultra short baseline) 导航。在浅水区，LBL 和 USBL 的性能都会大打折扣。这主要是因为浅水区声学环境复杂。集成声学多普勒声呐/惯性导航系统已为大型军用 AUV 所利用，现在正在进行的工作是把这种技术移植到小型 AUV 上。

在 AUV 的控制方面使用的是分层控制，同时也在开展混合型组织结构控制的研究和开发。分层控制的优势在于有能力同时采用多种控制规则。但对于要求可重新规划任务的 AUV，分层控制的编程就显得很棘手，这就促使混合组织结构的开发。支持 Odyssey 运行的软件系统见图 6-26，其中仿真是控制软件中不可缺少的一部分。

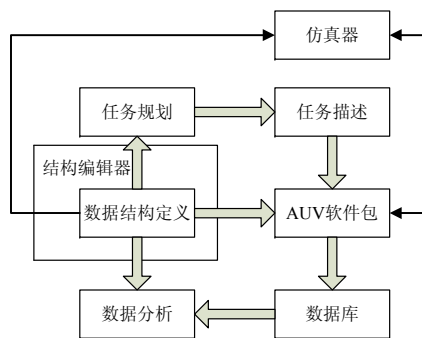


图 6-26 支持 Odyssey 运行的软件系统

AUV 在扩展运行（长时间无人照管）时，可通过漂浮泊具对 AUV 的再充电来完成勘测任务。因为性能明显优于现在的平台，所以开发出许多独特的操作运行方案，包括多潜器协调运行、声学集中采样、耦合观测/模拟系统。

多潜器协调运行是有效运用 AUV 的较好的方案之一。因为一条小型 AUV 不可能同时带太多的传感器，当需要实时地勘测一大片水域时，一条 AUV 就显得无能为力了。

声学集中采样是一组协调运行的 AUV 在指定的水域勘测，任务完成后返回漂浮泊具，等待下一次任务。这是节约能源比较好的方案之一。

耦合观测/模拟系统是一组协调运行的 AUV 在指定的水域勘测时运行的仿真系统，它可以根据任务指令以及现有的勘测数据，仿真出下一个感兴趣的勘测水域。这样，AUV 的勘测就更有目的性，很好地解决了如何有效运用 AUV 这个问题。

为了共同的目标，自治水下系统需要通信网络。但是，水下环境对通信带宽约束很大。此外，传统协议有未被使最优化支持一个真实半自治的网络遥控设备的动态演变拓扑的局限性。新兴灵活的低带宽，能量有效率建筑学和协议将使更有效联网的表面下的机器人的才能变得更有可能性。在可以使用这些新兴的才能和应用之间界面是一个对于最适的网络系统工程评论发展还不够的区域。应用这种地下水网络是无限度的，这种从一个多样混合的收集平台形成声学的 Ad hoc 网络（自己形成，自己维持）具有从简单的传感器到无人控制的自治的媒介物到有人操纵的能潜水，能够为数据收集、监视数据分配、协作计划和处理而允许一个丰富的交互式环境的能力。

分布式遥控设备或者传感器系统控制的传统现有的体系结构已经假定了一个固定的、高带宽的环境。这能够适应通信体系结果，使支持强大的分布式应用软件得到发展，如分布式模拟，基于分析的分布式数据库超型计算机等。

Autonomous Undersea Systems Network (AUSNet) 是自治式水下潜器的一个性能良好的网络系统，AUSNET 最早允许在不同类的 AUV 系统中进行通信，在舰队行为中能够在多重协同操作的 AUVs 中起作用。地下水网络面临很多挑战，包括过度低的带宽和极度的潜伏物。因为无线电在水中不能充分传播，所以水下无线网络用声学技术代替无线电频率波应用在无线网络中，在水中声学调制解调器通过声波传输数据，声学网络媒介存在一些独特的



问题,当前声学调制解调器的典型的传输数据速率为 800 bps。由于声速(在水中大约为 1500 m/s)大于光速导致传输潜伏期非常有限。

AUSNET 强调为 Ad hoc 自身形成能在低带宽水下的环境中运作的网络需要。AUSNET 程序已经聚焦基于动力学资源路由的一个网络性能的创造物,包括在网络驱动器和应用这些驱动器的自治水下应用软件之间的应用程序员的界面(API)。这个性能已经被 AUV(自主式潜水器)协力发展概念(CADCON)仿真环境测试过,适应网络性能已经得到论证。

#### 4. AUV体系结构

AUV 主要用于海洋探测、水下搜救等应用环境。其航行过程靠自带电池供电,航行速度低、时间长、航程远。AUV 在水下作业期间由多普勒计程仪(DVL)、惯性部件和航向陀螺进行组合导航,AUV 定期上浮至水面由全球定位系统(GPS)进行位置校正。基于 CAN 总线的 AUV 体系结构如图 6-27 所示。系统包括自动驾驶仪、主推进系统、航向舵机系统、横舵机驱动系统、水声防撞系统、水声通信系统、GPS 接收系统、惯性组合导航系统、航向陀螺和水深传感器等。系统采用 CAN 总线实现部件间的内部互联。

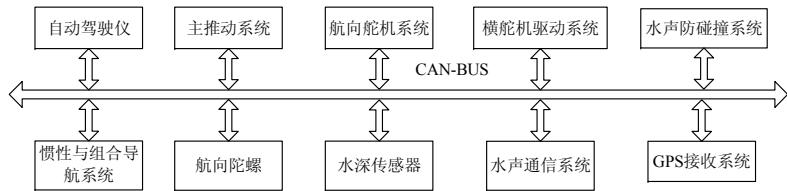


图 6-27 AUV 信息系统提醒结构

AUV 的自动驾驶仪作为主机,完成整个 CAN 总线信息系统的数据传输和管理,控制 AUV 的工作模式。AUV 系统中的其他

ECU 部件作为 CAN 节点发送数据或者只接收传输给自己的数据。总线传输信息分为数据信息和方式信息两种类型,其中数据信息为 AUV 部件间的功能数据,方式信息主要用于主机进行总线传输管理。

#### 5. AUV的发展趋势

为了彻底了解海洋,未来的海洋环境监测系统需要在大范围的空间和时间尺度上观测海洋,因此 AUV 研究的主题必须把 AUV 统一到海洋学中去,图 6-28 是未来海洋环境监测系统展望图。

这个系统是这样运行的:一组 AUV 得到任务命令后,立即执行任务。任务完成后,这组 AUV 返回漂浮泊具充电,并且把勘测数据传给漂浮泊具,由漂浮泊具按一定的模式通过专用的卫星把数据发回中心计算机和控制系统。中心计算机和控制系统也可以通过 Internet 向漂浮泊具发送 AUV 任务。当 AUV 完成给定的任务,到漂浮泊具充电并传出勘测数据后,就可以得到新的任务指令,从而执行新的任务。此外,AUV 还可以引导卫星照相。

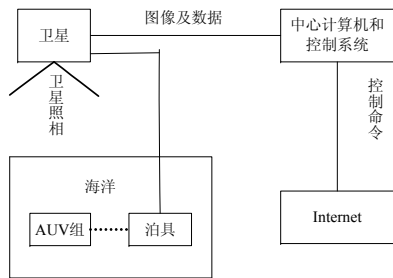


图 6-28 未来海洋环境监测系统展望图

这个系统采用耦合的观测/模拟系统,这是观测海洋最理想的,同时也是技术难度最高的系统。采用混合级别和分层控制这样统一的非线性控制系统,利用异步卡尔曼滤波实现多传感器数据融



合,同时利用模糊逻辑推理,就能达到更好的导航性能。在辅助设备(如泊具)方面,开发部件级别智能分散控制系统 CLIDCS (Component Level Intelligent Distributed Control Systems),由内嵌廉价高性能处理器组成网络结构,使辅助设备自动化和智能化。

海洋环境监测系统能很好地描述和预测海洋,这使得它不仅用于海洋科学研究,而且气候预测、渔业、养殖业、污染监控、国家安全防卫、矿产工业等等都可从中得益。随着新需求出现,AOSN 和 AUV 研究的顶峰时期也将在人们期望中到来。

目前 AUV 的发展趋势表现在以下几个方面:

#### 1) 向远程发展

十年前美国 National Sea Grant Office of NOAA 和 Naval Surface Weapons Center 就委托卡内基梅隆大学、佛罗里达大西洋大学、派瑞公司、西屋电器公司共同进行可行性研究,该报告认为,基于当时的通信、导航、控制、感知、人工智能、体系结构、环境建模等技术基础,研制航程在 500 海里以上的远程 AUV 是完全可行的。法国 IFREMER 的海洋机器人研究所、法国工业自动化研究所 (INRIA) 也有类似的远程 AUV 计划。

阻碍向远程发展的技术障碍有三个:能源、远程导航和实时通信。目前正在研究的各种可利用的能源系统包括一次电池、二次电池、燃料电池、热机及核能源。开发利用太阳能 AUV 引人注目的新进展,太阳能 AUV 需要浮到水面给机载能源系统再充电,并且这种可利用的能源又是无限的。

美国新罕布什尔州自治水下系统研究所 (AUSI) 和俄罗斯符拉迪沃斯托克海洋技术问题研究所 (IMTP) 联合开发太阳能 AUV。该联合开发项目由美国海军给予资助。美、俄正在开发两艘太阳能 AUV 样机 (AUV s2A 和 AUV s2B)。AUV s2A 正在新罕布什尔州海岸区域试验运行,其目的是要了解在太阳能采集过程中大洋表面运动对光电阵列效率的影响。俄罗斯海洋技术问题研究所 (IMTP) 正在研制第二艘 AUV s2B。这艘潜水器将配备评

价潜水器性能试验的各种电子设备,评价潜水器性能试验于 1997 年下半年和 1998 年春在符拉迪沃斯托克海域进行。主要是评价潜水器运行情况,控制特征。尤其重要的是评价和试验太阳能系统、智能控制系统和能源管理的各种策略。试验的主要目标是确定单位能源推动 AU 2V s2B 的航行距离。

#### 2) 向深海发展

6000 m 以上水深的海洋面积占海洋总面积的 97%,因此许多国家把发展 6000 m 深技术作为一个目标。虽然无人有缆潜器和载人潜器已达到了这个深度,但是由于前面叙述的原因,AU2Vs 向深海发展对海洋研究与开发更为有利。法国、美国、俄罗斯等国都先后研制了 6000 m 级的 AUVs。

#### 3) 向功能更强大的方向发展

这里所说的功能强大主要指两个方面。一个是指 AUV 具有较强的作业能力;另一个是指 AUV 具有更高的智能。目前所开发的 AUV 绝大多数只能用于观察和测量,不具备作业能力,使 AUV 具有作业能力是一个长远的目标。为了使 AUV 具有作业能力,要在 AUV 上安装作业工具包,其中最具有代表性的作业工具是水下机械手。美国麻省理工学院、卡内基梅隆大学、夏威夷大学以及法国和意大利的一些研究所和公司,正在从事这方面的工作。其中意大利的水下监控机械手已达到实用水平。

增加水下机器人智能行为一直是各国科学家的努力目标。但是由于目前的人工智能技术不能满足水下机器人增强智能的需要,因此需要将人的智力引入到水下机器人中来,这就是监控型水下机器人的思想。不完全依赖于机器的智能,更多地依赖传感器和人的智能,是今后的一个重要发展方向。我们把这种机器人称为基于传感器的先进水下机器人。发展多机器人协同控制技术,也是增加 AUV 智能的重要方面。

#### 4) 发展军用 AUV

AUV 发展的最大动力来自于军事需要,前述的几个发展趋势





也是和军用目的联系在一起的,未来的海战有可能在全球的海岸区发生,建立海岸安全操作区,开发海洋侦察系统和先进的水雷对抗系统已被提上了日程。研制由潜艇、直升机、水面战舰或其他手段(如民船)发射的AUV是这些系统的核心内容。

此外,发展极浅水区用的AUV和经济型AUV也是值得注意的动向。在极浅水区,如6 m以上浅的区域,支持母船无法进入,因此依赖母船的机器人系统不能发挥作用,这种场合AUV则能发挥作用。

发展低成本的经济型AUV有利于AUV的推广应用,也是重要方向。

总的来说,AUV技术成熟到满足商业化应用还需要一段时间,至少需要五年以上,但是AUV未来的应用前景是极其广阔的。

## 6. 我国的AUV 发展简况

我国政府十分重视AUV的发展,我国的预编程AUV技术已经走在国际的前列。国家“863”计划给予长期支持,从1990年10月起,我国花了10年时间,建立了AUV试验床,研制了1000米和6000 m AUV样机,并使6000 m AUV达到实用化。1995年,中国科学院沈阳自动化所主持完成了“CR-01”6000 m无缆自治水下机器人研制,该机器人1995年和1997年两次赴南太平洋海域参加中国大洋协会海底资源调查并获得成功。这一研究成果获得1998年国家科技进步奖一等奖。基于“CR-01”奠定的基础,1999年,科研人员开始着手“CR-02”6000 m自治水下机器人的研制。

“CR-02”除具有“CR-01”的功能外,还具有更好的机动性能,并具有对洋底微地形地貌进行探测和对洋底地形的跟踪、爬坡能力,可进行多种深海资源调查。该机器人首次使用了双电机对转桨推力器,提高了纵垂面运动的机动性;首次研制了非同轴

的对转螺旋桨。通过对推进器进行合理布局,提高了潜水器的操纵性,使“CR-02”在复杂海底安全航行的能力得到提高。

由中国科学院沈阳自动化研究所总体负责,联合中国船舶重工集团公司第七〇二研究所、中国科学院声学研究所、哈尔滨工程大学、南京大学、上海交通大学等单位共同研制完成的“‘CR-02’6000米自治水下机器人研究与开发”课题已经于2007年通过了由中国大洋协会办公室在青岛主持召开的验收会。

研制性能更高的AUV已经提上了日程。此外,我国在军用AUV的研究中也取得了很好的成绩。

## 6.4.4 水下声学传感器网络

水下声学传感器网,就是在一定的水下区域内,通过各种传感器节点获取水下信息,并对水下节点进行声学通信和组网,最终通过特定的节点,重新以无线电和有线的形式把在覆盖区域中所获取的信息纳入岸上的常规网络,并发送给观察者的水下子网。

水下传感器网络是陆地传感器网络概念向水下应用的延伸。水下声学传感器网络,由多个传感器节点组成,节点可以是固定的,如水下锚定的浮标或潜标,也可以移动的,如水下机器人(UUV或AUV)。目前,水下声学传感器网,可以根据水下传感器类型的不同,获取不同的信息:可应用于海洋学数据获取、海洋污染监控,近岸开发、灾难预防、水下导航定位的辅助、海洋资源勘测和科研数据获取、分布式战术监测、水雷侦察,以及水下目标的探测、跟踪与定位。

水下声学传感器网的几个特点:第一是可移动性,由于是可移动的,所以必须是能够自组织的自主网络,遵循一定的网络路由方式;第二是水下无线和水声通信,由于采用水下声通信,必须是对海洋环境特性自适应的,解决物理层的技术挑战;第三是能量受限制,由电池供电;第四是具有数据传播功能,可把监测





数据传达到岸上, 为了对数据进行有效和可靠的传输, 必须遵循一定的网络协议。

Ad hoc 网被认为比较适合于水声传感器网的应用。在 Ad hoc 网中, 有三种路由协议: 先应式、反应式和地理式。先应式, 也被认为是表驱动式 (Table Driven), 这些协议是通过广播包含了路由表的控制包, 来维持每一个节点到每一个其他节点的最新路由信息。反应式, 也被认为是随选式, 就是仅在达到目的的路由被需要时, 节点才启动一个路由发现的过程。路由发现之后, 需要路由维持, 直到它不再被需要。地理式, 是通过利用定位信息, 来建立源和目的的路由。所有这些路由协议, 由于水声信道的特殊性, 都面临一些应用上的困难。

我国在“十五”期间, 开始进行水声通信网的相关研究, 已经有 3~4 个节点的实验系统出现。预计在“十一五”期间可以有一个长足的进步。我国广阔的海岸线, 为水下声学传感器网的应用带来广阔的前景。不论何种应用, 水下传感器网络的概念是相同的, 所不同的是根据应用的不同更换水下传感器的种类, 便可获得不同的水下信息。民用可以建立近海地震监测网, 为地震监测和海啸预报获取数据; 在海上石油平台附近建立小范围的监测网, 为石油平台的生产提供环境 and 安全参数; 还可以利用水下声学传感器网络的自组织能力, 对水下移动平台 (如 UUV) 提供导航参数; 建立沿海立体监测网络, 获取物理的、化学的、气象的和声学的信息。民用可为海洋资源的利用、海洋灾害的预防、海洋气象的准确预报、和海洋科学数据的获取创造条件; 军用可以建立沿海广大区域的警戒侦察网, 并以它的灵活性, 对快速事件作出反应, 提高我国海防水平。

#### 6.4.5 水声网络设计

本实例设计在水深 50~100 m, 包含大量节点, 被安置在水底,

最大间距 10 km。用于未知海域的快速组网应用。

节点上装有传感器采集信息, 并传送到基站或者也安装在水底的主节点。节点上装有声通信调制解调器来收发消息, 不限制节点总数, 每个主节点覆盖大约几十个传感器节点, 主节点被连接到水面浮标, 水面浮标用无线电和外界联系。主节点下的传感器节点分层联系, 一个节点需要几跳才能到主节点决定于其等级, 例如: 一级节点需要一跳来联系主节点, 二级节点需要二跳来联系主节点。

网络预期信息率为 100 bps, 可用频带 8~15 kHz, 异步网络。就像多数声通信系统一样, 传输时延的不确定性限制了严格同步系统的设计。包大小为 256 bit。每个节点被限制最多传输 5 个包每小时, 虽然不希望有这么多的空闲时间。传输模式为半双工。

声 Modem 和传感器的处理器一样由电池供电, 这使网络受到能量限制。为节约能量, 节点必须有睡眠和工作两种模式。在睡眠模式, 节点还需要持续检测一个唤醒信号, 一旦检测到, 马上唤醒。

网络设计的目的是在服务质量和能量消耗间找到一个折中。就是说, 好的服务质量包括用最小的时延完成最大的信息吞吐量, 同时网络可靠性考虑的是它的适应信道传输损耗和节点失效的能力。

##### 1. 网络拓扑和能量消耗

网络设计的一个目标就是在提供可靠节点间连接, 同时把能量消耗最小化。为了评定设计中的平衡, 分析大规模系统和决定网络能量消耗的信道参数。

假定在一个选定的多接入策略中可以支持任意数量的连接, 定义能量消耗为网络拓扑的函数, 就是说, 是网络节点间建立的连接的函数。上文指出, 由于应用的环境, 实际网络形状中节点位置不能预先确定。另外, 第一步近似可以假设一个统一的节点分布可以提供最好的区域覆盖。

为了量化网络的能量消耗,研究一个简化场景:  $N$  个节点和一个主节点被直线安排在长度为  $r$  的一条线上节点统一等间距分布(各个节点之间,包括基站和它附近节点之间),间距  $r/N$ ,考虑两个极端的通信策略:第一个,每一个节点都各自有一个到主节点的连接(全连接拓扑结构);第二个,每一个节点只建立距离它最近的节点的连接,这样逐次传递到主节点(多跳点对点拓扑结构)。下面看这两种情况的能量消耗。

为了确定从一个距离主节点  $r$  的节点经过  $N$  次中继发送一个持续时间  $T_p$  的单个数据包给主节点所需要的传输能量,我们假设如果接受功率电平为  $P_0$  的话就达到需要的接收质量。为了在距离  $x$  处的接受点达到功率  $P_0$ ,传输功率需要  $P_0 \times A(x)$ ,  $A(x)$  是衰减,由下式给出:

$$A(x) = x^k a^x \quad (6-1)$$

$k$  是能量传播因数(圆柱形取 1,实际中取 1.5,球形传播取 2)

$$a = 10^{\alpha(f)/10} \quad (6-2)$$

是从吸收因子  $\alpha(f)$  得到的基于频率的参数,  $\alpha(f)$  计算如下:

$$\alpha(f) = 0.11 \frac{f^2}{1+f^2} + 44 \frac{f^2}{4100+f^2} + 2.75 \times 10^{-4} f^2 + 0.003 \quad (6-3)$$

当  $f$  单位为 kHz 时,单位为 dB/km。

为了在距离  $r/N$  的节点间传输一个数据包,节点需要以功率  $P_1 = P_0 \times A(r/N)$  发射,并且需要持续发射时间  $T_p$ ,因此,经过  $N$  跳的总的传输能量消耗就可以得出:

$$E = N P_1 T_p = P_0 T_p N A(r/N) \quad (6-4)$$

当  $N$  个节点各有一个包要传输,总的包中继的能量消耗为

$$\begin{aligned} E_{\text{rel}} &= P_0 A(r/N) T_p + P_0 A(r/N) 2T_p + L + P_0 A(r/N) N T_p \\ &= P_0 A(r/N) T_p N(N+1)/2 \end{aligned} \quad (6-5)$$

对于第一种直接到达主节点的策略,总消耗能量:

$$\begin{aligned} E_{\text{dir}} &= P_0 A(r/N) T_p + P_0 A(2r/N) T_p + L + P_0 A(Nr/N) T_p \\ &= P_0 T_p \sum_{i=1}^N A(ir/N) \end{aligned} \quad (6-6)$$

图 6-29 是两种策略的总能量消耗。虚线表示直接连接的情况,可以看到明显需要更多的能量。对于直接连接,网络内每多一个节点都会增加总能量消耗。对于中继的情况则相反:网络内每多一个节点都会减少总能量消耗,因为新增的节点可以作为距离  $r$  上的新增中继器。当然要付出代价:需要复杂的通信协议和增加的包延时。

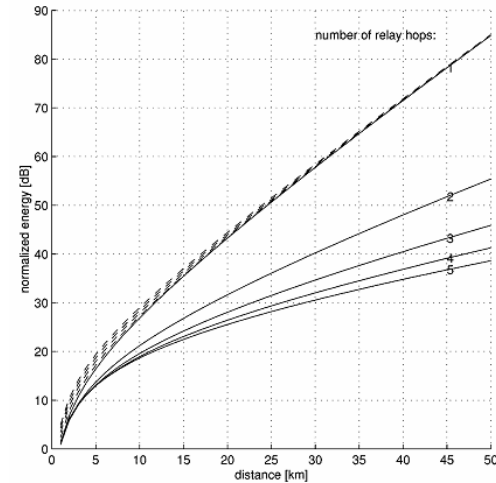


图 6-29 两种策略的总能量消耗

因此,中继能减少能量损耗。节省的能量随着中继跳数的增多而增多,并且在距离变远时更明显。特别的,现在我们的设计是距离在几十千米的数量级,能量节省是显著的。因此,考虑只在相邻节点间建立连接的网络拓扑结构。



## 2. 媒体接入协议

多用户接入策略是 FDMA 或者 CDMA。对于 FDMA, 采用 Hadamard 编码 MFSK 调制的声调制解调器。其具体设计见文献[68]。

作为 FDMA 的替代方案, 直接序列扩频信号和 CDMA 在网络中也被考虑。接收机采用 RAKE 来利用浅水声信道的多径传播。

浅水网络的媒体接入协议基于采用 RTS-CTS-DATA 交换的 MACA 协议。网络使用停止—等待 ARQ 机制。如果信源在预定的时间间隔后收不到信宿的 CTS 信号, 就重复 RTS。如果经过  $k$  次重复还收不到, 就认为连接不可用并转入低功耗模式。如果收到 CTS, 就立即传输数据包。在信宿正确接收到一个数据包后, 它在数据链路层发回信源, 一个 ACK 表示正确确认。

在一次事务处理期间, 所有的其他数据传输请求被拒绝。如果发起传输请求的信源被拒绝并得不到被拒绝的原因, 它就重复请求, 并且按照功率控制算法来增强发射功率。这就增大了功率消耗和发生碰撞的可能性。为了避免, 加入一个等待指令, 用来通知发起请求的信源: 现在信宿正忙, 会尽可能快发回一个 CTS。

如果两个节点互相发送一个 RTS, 当它们同时接收到对方的 RTS 时, 它们会同时发回一个 WAIT 指令, 这会出现僵局: 每个节点都在永远等待对方发回一个 CTS。这个问题的解决, 给直接发送给主节点的包以更高的优先权, 解释如下。

假设节点 A 比节点 B 低一级, 也就是说, 节点 A 靠近主节点近, 是节点 B 的父节点。A 和 B 同时发送 RTS 给对方, 由于传输时延, 在 RTS 到达它们的目的地的过程中, 两个节点都在等待 CTS。当节点 B 接收到 RTS, 它会注意到这个包是从它正要发送的目的节点过来的, 这时节点 B 就查看节点 A 是其父节点还是其子节点。这个时候, 节点 A 也收到了节点 B 的 RTS 并做相同的事情。因为节点 B 是子节点, 所以节点 A 会等待先让节点 B 完成它

的传输。因此, 节点 A 立即发送一个 CTS, 并把自己的数据包放到队列等待, 等待节点 B 的 CTS。

## 3. 初始化和路由

由于考虑的网络是 Ad hoc 网络, 需要一个初始化算法来建立初步连接。这个算法是基于测验的, 同样它通过至少一个离它们最近的连接保证到所有节点的连通性。在初始化时, 节点创建邻居表。这个表包含这个节点的邻居列表并对其连接进行质量评价, 这可以是相应节点传过来的信号的信噪比。主节点收集所有子节点的邻居表格, 形成一个路由树。主节点决定到每个目的地的第一级和第二级路由。当主节点发送第一级路由表到各个节点后, 初始化结束。初始化算法在文献[69]中进行介绍。

通过使用自适应的路由算法, 可以适应网络中某个节点的失效而不影响数据的传送。

在设计中, 主节点依靠子节点报告的邻居表创建路由树。如果一个节点报告某个连接的性能下降, 或者不可用, 主节点选择新的路由替换失效的连接。相应路由树的改变被通知到所有相关节点。这个过程保证节点不会试图去使用一个失效的连接。这样避免了不必要的发送能量损失。

## 4. 结论

使用 OPNET 的 Radio Modeler 工具进行网络性能测试。修改了 OPNET 的标准无线信道模型来匹配浅水声信道。修改参数包括: 传输损失是距离和频率的函数; 误码率是信噪比的函数。数据包的产生用 Poisson 过程做模型, 虽然这个模型不能反应各个节点产生数据的实际情况, 但提供了性能测试的一种方法。

网络节点使用基于 FDMA 的调制解调器。虽然在一定数量的水下声信道中其性能不如 CDMA, 但是从实际利益出发还是考虑 FDMA。也就是, 仿真中使用的网络设计是打算支持一个正在进



行的实验,其中在浅水区域环境中有许多使用 M 序列 FSK 调制方案的声调制解调器。在本实验中,可用带宽被分成子频带,子频带被分配给不同的簇,不同的簇用在不同的地理环境中。相邻的簇分配不同的子频带保证低干扰。每个簇通过其一级节点和主节点通信。

图 6-30 显示了 opnet 生成的网络拓扑。其中主节点使用子频带 M。三个传感器节点簇使用子频带 A, B, C。连接节点的线是声调制解调器创建的实际通信连接。网络中还有一个测试节点用来仿真使用,测试节点初始化随机数生成器并在仿真结束时记录统计参数,具体在文献[70]中进行了介绍。

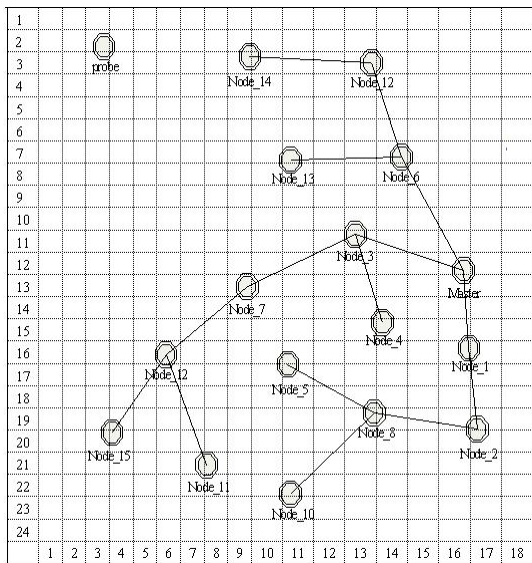


图 6-30 opnet 生成的网络拓扑

通过仿真,我们得到提出的数据包长 256 bit 的网络吞吐量和包时延参数。吞吐量定义为单位时间内成功传输的数据包的个数。包时延用从数据包被产生到数据包被最终接受者收到所用的时间

平均表示。

图 6-31 显示平均吞吐量是负载(网络需要传输的每秒钟的包的数目)的函数。在负载达到  $10^6$  包每秒时系统的吞吐量上升,在这一点,系统达到饱和,吞吐量变成常数。如果我们进一步增加负载,系统的吞吐量将会降低。这是因为我们没有使用动态路由。如果一个源节点因为拥塞没有完成一次事务处理,就把包丢弃。由于水下声信道的低数据率和高传输时延,系统的吞吐量很小。



图 6-31 平均吞吐量是负载的函数

图 6-32 给出了系统的端到端包时延。如期望的一样,端到端时延随着负载增加信息序列增加。但是,在  $10^6 \sim 6 \times 10^6$  的负载情况下,端到端时延保持常数,大于  $6 \times 10^6$  的时候,开始降低。这是因为高阶节点的过度拥堵。这时,只有一级节点能和主节点完成通信。端到端延时无包括丢失的包。

图 6-33 显示主节点的能量消耗和 1、2、3 层节点的平均电量消耗(时间的函数)。高阶节点的能量消耗小,这是因为低阶节点



承载更多的运输量。

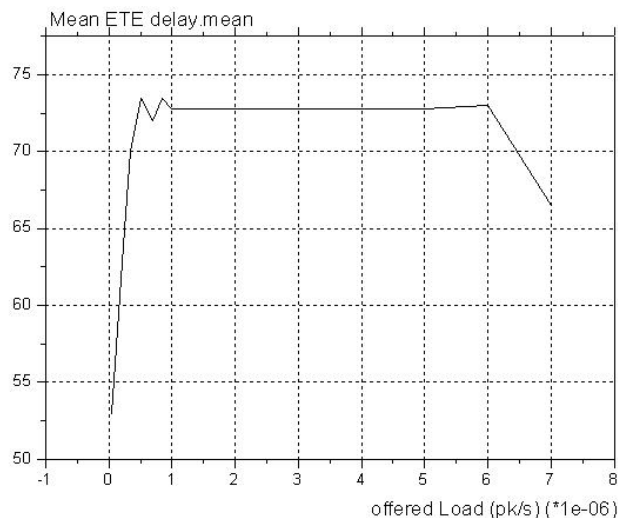


图 6-32 系统的端到端包时延

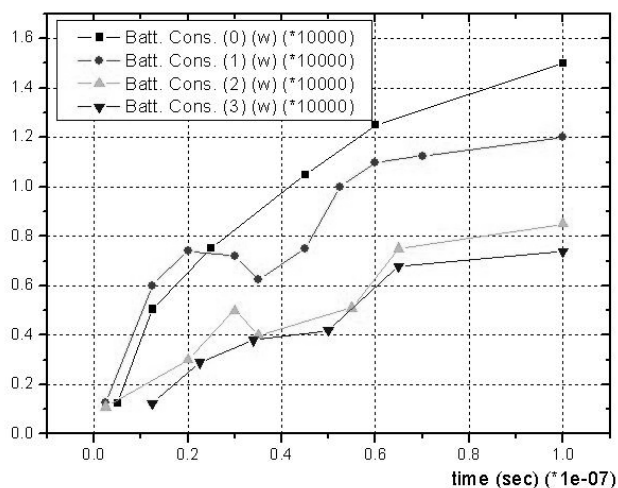


图 6-33 主节点的能量消耗和 1、2、3 层节点的平均电量消耗

上面的网络设计描述的是一个更大网络开发研究的一部分。研究重点是不同的多址接入技术和不同的网络协议。网络开发的现阶段是基于 FDMA 网络系统的海试。接下来的两年中, 在 SEAWEB 的名义下, 将进行一系列的实验。这些实验的重点是增加复杂性的网络设计, 目的是对不同的网络技术进行灵活的分析, 从而决定哪些是最适合于浅水声信道的技术。

## 参考文献

- [1] 郭业才, 何龙庆, 韩迎鸽等. 盲均衡技术在水声信道均衡中的应用进展[J]. 舰船科学技术, 2007, 29(2):22-27.
- [2] 樊昌信, 曹丽娜. 通信原理[M] (第四版). 北京:国防工业出版社, 1995: 187-193.
- [3] 刘伟. 水声通信数字调制器的设计与实现[D]. 武汉: 华中科技大学, 2004.
- [4] VanGijzen.M.B,Walree.PA.Shallow-wateracoustic communication bit rate BPSK signals[C].OCEANS 2000 MTS/IEEE Conference and Exhibition, 2000,3: 1621-1624.
- [5] Boulanger.C,Loubet.q Lequepeys.J.R. Spreading sequences for underwater multiple- access communications[C].Oceans'98 Conference Proceedings, 1998, 2:1038-1042.
- [6] Sari. H,Woodward.B.Underwater acoustic voice communications using digital pulse position modulation[C].Oceans'97.MTS/IEEE Conference Proceedings, 1997, 2: 870-874.
- [7] 许祥滨. 抗强多途径干扰的水声数字语音通信研究[D].厦门: 厦门大学, 2003.
- [8] 方志波. 浅海水声数字语音通信系统研究[D].哈尔滨: 哈尔滨工程大学信息与通信工程学院, 2005.



- [9] 程恩, 许俊, 黄联芬等. 水声数据通信系统研究[J]. 海洋科学, 2002,26,(1):1-4.
- [10] 张玉良, 高路, 贺志强等. 高速数字水声通信系统的研究[J]. 声学与电子工程, 2002,(4):6-12.
- [11] Robert S.H. Istepanian & Milica Stojanovic. Underwater Acoustic Digital Signal Processing and Communication Systems[M]. 2002.
- [12] A. B. Baggeroer, "Acoustic telemetry - An overview," IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. 9, pp. 229-235, 1984.
- [13] D. B. Kilfoyle and A. B. Baggeroer. The state of the art in underwater acoustic telemetry[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. 25, no. 1, pp. 4-27, 2000.
- [14] E. M. Sozer, M. Stojanovic, and J. G. Proakis. Underwater acoustic networks[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. 25, no. 1, pp. 72-83, 2000.
- [15] S. Shahabudeen and M. Chitre. Design of networking protocols for shallow water peer-to-peer acoustic networks[C]. in Proceedings of IEEE Oceans'05 Europe, Brest, France, 2005.
- [16] ISO 7498: Open Systems Interconnection - Basic Reference Model, 1984.
- [17] M. Stojanovic. Recent advances in high-speed underwater acoustic communications[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol. 21, no. 2, pp. 125-136, 1996.
- [18] Autonomous Ocean Sampling Network Experiment, Daily Logs and Photos, Chief Scientist's Cruise Summary. Labrador Sea Expedition—19 Jan-18 Feb'98.
- [19] History of MIT AUV. Massachusetts Institute of Technology. 1997.
- [20] James G. Bellingham New Oceanographic Uses of Autonomous Underwater Vehicles[J]. Massachusetts Institute of Technology, Sea Grant College Program, Cambridge, MA. MTS Journal. Vol. 31, No. 3
- [21] JHKIm, BAMoran, JJLeonard, JGBellingham and STTuohy. Experiments in remote monitoring and control of autonomous underwater vehicles[J]. Sea Grant College Program, Massachusetts Institute of Technology, Massachusetts 02139. Reprinted from Oceans 96 MTS/TEEE, Ft. Lauderdale, Florida, 1996
- [22] Sibenac M, Kirkwood W J, McEwen R, et al. Modular AUV for Routine Deep Water Science Operations [C]. Ocean's 2002 Conference and Exhibition, Mississippi, MS, USA. 2002, 167-172.
- [23] 刘卫东, 高立娥, 徐建宁等. 基于 CAN 总线的自主水下航行器内部通信与仿真[J]. 系统仿真学报, 2007, 19(6):1320-1322.
- [24] 黄时俭, 刘健, 王国权. AUV 内部通讯总线设计[J]. 机器人, 2004, 26(4): 342-345.
- [25] Donald P Brutzman. A Virtual World for an Autonomous Underwater Vehicles[D]. Naval Postgraduate School, Monterey, California, December, 1994.
- [26] Michael W Roeckel, Robert H. Rivoir. Simulation Environments for the Design and Test of an Intelligent Controller for Autonomous Underwater Vehicles[C]. Proceedings of the 1999 Winter Simulation Conference, 1999.
- [27] Howard H Wang. Experiments in intervention autonomous underwater vehicles[D]. Stanford University, Stanford, December, 1996.
- [28] C. Benton et al. Autonomous Systems Network (AUSNet) - Protocols to Support Ad Hoc AUV Communications[C]. in



- Proc.IEEE/OES AUV2004: A Workshop on Multiple Autonomous Vehicle Operations, June 2004.
- [29] J. Broch, D. Johnson, and D. Maltz. The Dynamic Source Routing Protocol for Mobile Ad Hoc Networks[C]. IETF Internet Draft, July 2004.
- [30] C. Benton et al. Advancements Within the AUSNet Protocol[C]. in Proc. Int'l Symp. Unmanned Untethered Submersible Technology (UUST05). Aug. 2005.
- [31] S. Mupparapu et al. Performance Evaluation of Ad Hoc Protocols For Underwater Networks[C].in Proc. Int'l Symp. Unman. Unteth. Sub. Tech. (UUST05), 2005.
- [32] R. Shah et al. Delivering Messages Across Partitioned Ad Hoc Networks[J].in Proc. IEEE WLN 2004.
- [33] M. Ho and K. Fall. Delay Tolerant Networking for Sensor Networks[J]. Poster, IEEE SECON 2004.
- [34] R. Shah. Delivering Messages in Disconnected Mobile Ad-Hoc Networks[D]. Univ. of British Columbia, 2004.
- [35] Q. Li and D. Rus. Sending Messages to Mobile Users in Disconnected Ad Hoc Networks[C].in Proc. ACM/IEEE Mobicom 2000.
- [36] C. Duarte et al. A Common Control Language to Support Multiple Cooperating AUVs[C]. in Proc. Int'l Symp. Unman.Unteth. Sub. Tech. (UUST05), 2005.
- [37] Internet Protocol, IETF RFC 791, Internet Protocol Specification -Loose Source and Record Route.
- [38] Underwater Acoustic Sensor Networks (UW-ASN), Georgia Institute of Technology, <http://www.ece.gatech.edu/research/labs/bwn/UWASN/>, last accessed June 2006.
- [39] AMOUR (Autonomous Modular Optical Underwater Robot), [http://groups.csail.mit.edu/drl/underwater\\_robotics/amour/amour.html](http://groups.csail.mit.edu/drl/underwater_robotics/amour/amour.html), Rus Robotics Laboratory, last accessed June 2006.
- [40] R.K. Creber, J.A. Rice, P.A. Boxley, C.L. Fletcher. Performance of undersea acoustic networking using RTS/CTS handshaking and ARQ retransmission[C].Proc. MTS/IEEE Oceans Conf., pp. 2083-2086, Nov. 2001.
- [41] L.Freitag et al. Integrated acoustic communication and navigation for multiple UUVs[C].in Proc.IEEE Oceans'01 Conference, Honolulu, HI, pp.2065-2070,Nov.2001.
- [42] E.Sozer; M.Stojanovic and J.Proakis. Underwater acoustic networks[J].IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol.25, No.1, January 2000, pp.72-83.
- [43] M.Stojanvic and L.Freitag. Multiuser undersea acoustic communications in the presence of multipath propagation[C]. in Proc. IEEE Oceans'01 Conference, Honolulu, HI, Nov.2001.
- [44] M.Stojanovic and L.Freitag. Hypothesis-feedback equalization for direct-sequence spread-spectrum underwater communications[C]. in Proc. IEEE Oceans'00 Conference, Sept. 2000.
- [45] M.Stojanovic and Z.Zvonar. Multichannel processing of broadband multiuser communication signals in shallow water acoustic channels[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, vol.21, No.2, Apr. 1996 pp 156-166.
- [46] C.Perkins, Ed. Ad Hoc Networking[M]. Addison Wesley, 2001.
- [47] D.Maltz, J.Broch and D.Johnson. Lessons from a full-scale multihop wireless ad hoc network testbed[J]. IEEE Personal Communications Magazine, pp 8-15, Feb. 2001.



- [48] Ethem M. Sozer et al. Design and Simulation of an Underwater Acoustic Local Area Network[J]. Oceanic Engineering. Vol.25, January, 2000:97-108P.
- [49] David B. Johnson, David A. Maltz. Protocols for Adaptive Wireless and Mobile Networking[J]. IEEE Personal Communications, 3(1), February 1996.
- [50] Mandar Chitre, Lee Freitag, Ethem Sozer et al. An Architecture for Underwater Networks [J].
- [51] 吕中志. 水声通信网络中数据链路层协议研究[D], 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2005.
- [52] 曹常义, 程青松. Ad hoc 技术与 WMANET 网络体系结构[J], 通信世界, 2003.1.
- [53] 高明生, 陆佳人, 姜卫东. 一种并行传输的水声 Ad hoc 网络多址接入(PTMA) 协议[J], 电子学报, 2005, 33(7):1271-1274.
- [54] 李淑秋, 李启虎, 张春华. 水下声学传感器网络的发展和应 用[J]. 物理, 2006, 35(11):945-952.
- [55] 孙桂芝, 桑恩方. 水声通信网 MAC 层协议仿真研究[J]. <http://www.paper.edu.cn>
- [56] 孙桂芝, 桑恩方. 基于水声通信网络的一种能量有效路由协 议[J]. <http://www.paper.edu.cn>.
- [57] 冯霏, 高翔, 李霞. 水声通信网 MAC 层协议分析与仿真[J]. 声 学与电子工程, 2007.(01).
- [58] 张林波, 刘彤, 刘国枝. 水声通信网路由协议比较研究[J]. 哈 尔滨理工大学学报. 2004.9(05):39-42.
- [59] 孙桂芝, 桑恩方, 王开玉. 水声通信网数据链路层协议仿真 研究[J]. 声学技术. 2006.25(02):150-153.
- [60] 张宏滔, 姜卫东, 童峰等. 水声通信网中基于能量平衡的动 态路由控制[J]. 应用科学学报. 2005.23(04):336-340.
- [61] 马祖长, 孙怡宁. 大规模无线传感器网络的路由协议研究[J]. 计算机工程与应用, 2004 (11): 165-167.
- [62] Raja Jurdak, Cristina Videira Lopes, Pierre Baldi. Lifetime Estimation and Optimization for Underwater Sensor Networks [EB/OL]. <http://www.isr.uci.edu/~lopes/documents/sensor%20net%20ops%2004/UW%20power%20model.pdf>, 2004.
- [63] Fan Ye, Alvin Chen, Songwu Lu, Lixia Zhang. A Scalable Solution to Minimum Cost Forwarding in Large Sensor Networks [EB/OL]. <http://www.cs.ucla.edu/~alchemy/pubs/grab-iccn01.pdf>, 2001.
- [64] Charles E. Perkins. Highly Dynamic Destination-Sequenced Distance-Vector Routing (DSDV) for Mobile Computer [EB/OL]. <http://citeseer.ist.psu.edu/cache/papers/cs/2631/http%3A%2F%2Fwww.cs.cmu.edu%2Fprojects%2Fdmml%2Fpapers%2Fsigcomm94.pdf>, 1994.
- [65] 孙桂芝, 桑恩方. 基于水声通信网络的一种能量有效路由 协议.
- [66] Rice J. A. Seaweb Network for Front Oceanographic Sensors [EB/OL]. <http://www.onr.navy.mil/scitech/ocean/reports/docs/noppfunded/02/bcbrice2.pdf>.
- [67] 董阳泽, 钱存健, 刘平香. 水声网络自重组技术研究和仿真[J]. 舰船科学技术. 2006.28(3):70-73.
- [68] K. F. Scussel, J. A. Rice, and S. Merriam. New MFSK acoustic mode for operation in adverse underwater channels[C]. in Proc. Oceans Conf., Halifax, NS, Canada, Oct. 1997, pp. 247-254.
- [69] J. G. Proakis, M. Stojanovic, and J. A. Rice. Design of a communication network for shallow water acoustic modems[C]. in Proc. Oceans Comm. Conf., MD, Nov. 1998.





- [70] E.M.Sozer,M.Stojanovic,J.G.Proakis. Design and simulation of an underwater acoustic local area network[J],Aug,1999.
- [71] Costas Pelekanakis, Milica Stojanovic,Lee Freitag. High Rate Acoustic Link for Underwater Video Transmission[J].
- [72] 朱彤. 基于正交频分复用的水声通信技术研究[D], 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2004.

